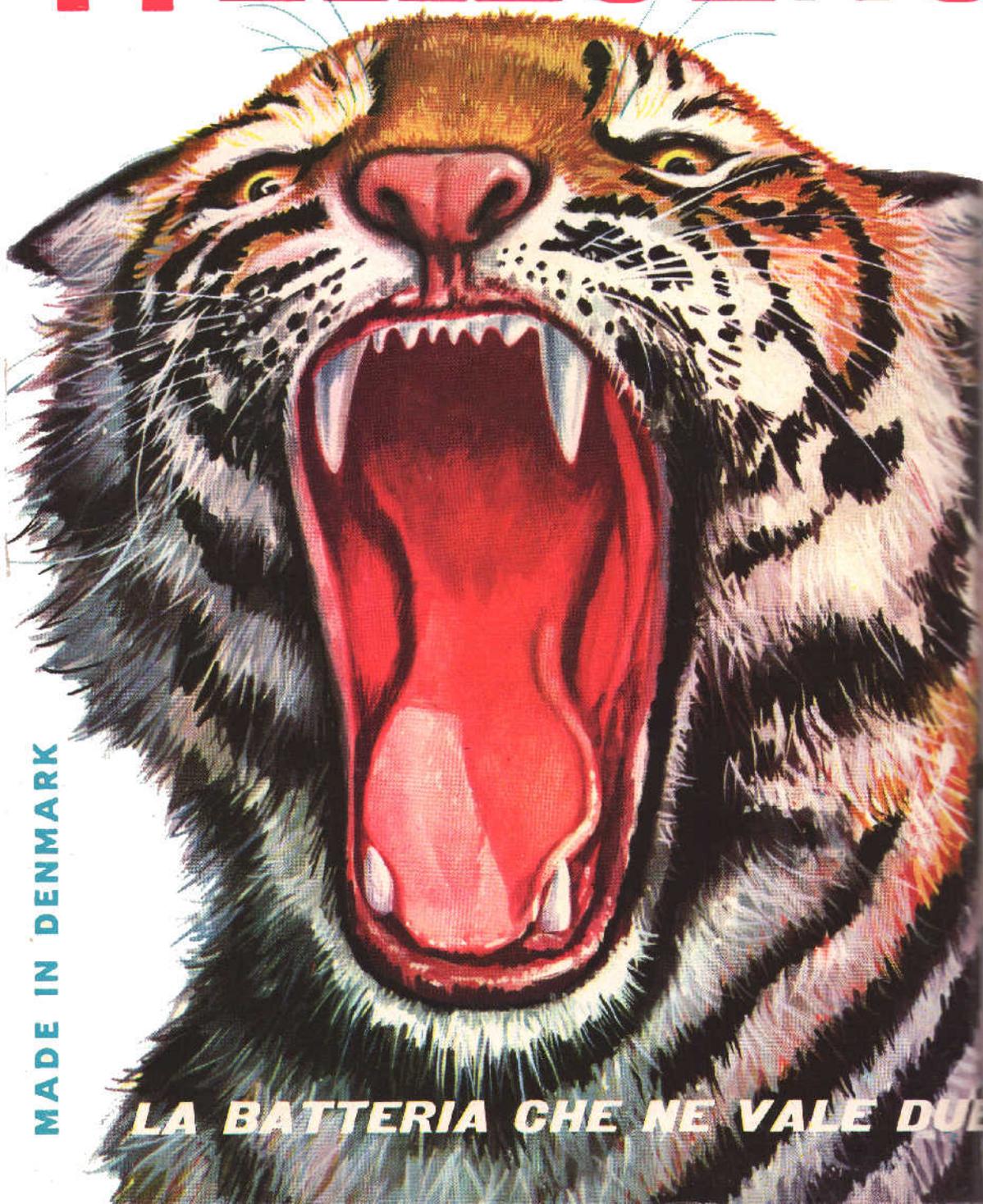
ARGENTINA	Pesos 135	FRANCIA	Fr. Fr. 4.70	PARAGUAY	Guar. 120
AUSTRALIA	Sh. 12.10	GERMANIA	D. M. 3.85	PERU'	Sol. 42.85
AUSTRIA	Sc. 24.90	GIAPPONE	Yen. 346.80	PORTOGALLO	Esc. 27.60
BELGIO	Fr. Bg. 48	INGHILTERRA	Sh. 6.10	SPAGNA	Pts. 57.70
BRASILE	Crs. 1.200	ISRAELE	L. I. 3.30	SUD-AFRICA	R. 0.80
CANADA	$ Can. 1.20	JUGOSLAVIA	Din. 725	SVIZZERA	Fr. S. 4.15
CILE	Esc. 1.35	LIBIA	L. Lib. 0/345	TURCHIA	L. T. 8.70
DANIMARCA	Kr. D. 6.65	MALTA	Sh. 6.10	URUGUAY	Pesos 10.45
EGITTO	Leg. 0/420	NORVEGIA	Kr.N. 6.90	U.S.A.	$ 1.60
ETIOPIA	$ Et. 2.35	OLANDA	Fol. 3.50	VENEZUELA	Bs. 6.60

N. 12 - Dicembre 1965

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350

Supertester 680 C

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

UNA GRANDE EVOLUZIONE DELLA I. C. E. NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI!!

La I.C.E. sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO MOD. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore!

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:
IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !!
IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm. 126x85x28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (mm. 85x65) [illegible] superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca.
IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO! Speciale circuito elettrico Brevettato di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:**

10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

VOLTS C. C.:	**7 portate:** con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V.** - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
VOLTS C. A.:	**6 portate:** con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2** - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 Volts C.A.
AMP. C.C.:	**6 portate: 50 μA** - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C.
AMP. C.A.:	**1 portata:** 200 μA. C.A. (con caduta di tensione di soli 100 mV)
OHMS:	**6 portate:** 4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts 1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms) 1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure in decimi di Ohm - Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
Rivelatore di REATTANZA:	**1 portata:** da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA':	**4 portate:** (2 da 0 a 50.000 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts).
FREQUENZA:	**3 portate:** 0 ÷ 50; 0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:** 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
DECIBELS:	**5 portate:** da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di [illegible] C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di [illegible] e per **misure Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA; [illegible] 5 Amp.; 25 Amp.; 100 Amp.; con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente [illegible] del costo di L. 3.980. Il nuovo **SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C** Vi sarà compagno di lavoro per tutta la Vostra vita. **Ogni strumento I.C.E. è garantito.**

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali [illegible] manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il mod. [illegible] **con sensibilità di 5000 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) al prezzo di sole L. 6.900 - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta: I.C.E. VIA RUTILIA 19/18 MILANO TELEF. 531.554/5/6.

Amperometri a tenaglia I. C. E. mod. 690 - Ampertest

Per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare.

Ruotando il commutatore delle diverse portate, automaticamente appare sul quadrante la sola scala della portata scelta. Si ha quindi maggior rapidità nelle letture ed eliminazione di errori. **Indice bloccabile onde poter effettuare la lettura con comodità anche dopo aver tolto lo strumento dal circuito in esame!**

Possibilità di effettuare misure amperometriche in C.A. su conduttori nudi o isolati fino al diametro di mm. 36 o su barre fino a mm. 41x12 (vedi fig. 1-2-3-4). Dimensioni ridottissime e perciò perfettamente tascabile: lunghezza cm. 18,5; larghezza cm. 6,5; spessore cm. 3; minimo peso (400 grammi). Custodia e vetro antiurto e anticorrosibile. Perfetto isolamento fino a 1000 V. Strumento montato su speciali sospensioni molleggiate e pertanto può sopportare anche cadute ed urti molto forti. Precisione su tutte le portate superiore al 3½ del fondo scala.

Apposito riduttore (modello 29) per basse intensità (300 mA. F.S.) per il rilievo del consumo sia di lampadine come di piccoli apparecchi elettrodomestici (Radio, Televisori, Frigoriferi, ecc.) (vedi fig. 5 e 6).

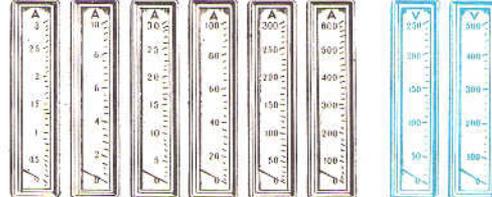
8 portate differenti in Corrente Alternata 50÷60 Hz. (6 Amperometriche + 2 Voltmetriche).

3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 600 Amp. 250 - 500 Volts

0-300 Milliampères con l'ausilio del riduttore modello 29-I.C.E. (ved. fig. 5 e 6)

1 sola scala visibile per ogni portata

Il Modello 690 B ha l'ultima portata con 600 Volts anzichè 500.

PREZZO: L. 40.000. Sconto solito ai rivenditori, alle industrie ed agli elettrotecnici. Astuccio pronto, in vinilpelle L. 500 (vedi fig. 8). Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del riduttore modello 29.**

Veramente manovrabile con una sola mano!!!

La ruota dentellata che commuta automaticamente e contemporaneamente la portata e la relativa scala è posta all'altezza del pollice per una facilissima manovra.

I.C.E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - VIA RUTILIA, 19/18 - TELEFONI 531.554/5/6

Direttore Responsabile:
ANTONIO MARIZZOLI

—

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - Milano - Tel. 98.89.391

Amministrazione:
Piazza del Liberty, 4 - Milano

—

Selezione di Tecnica Radio TV
numero 12 dicembre 1965
rivista mensile edita per la divulgazione dell'elettronica,
della radio e della televisione.

—

Autorizzazione alla pubblicazione:
Tribunale di Milano
numero 4261 dell'1-3-1957

—

Stampa:
Grafiche CARIM
Corso Sempione, 85 - Milano
Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
MESSAGGERIE ITALIANE
Via G. Carcano, 34 - Milano
Telefono 83.38.141

—

Spedizione in abbonamento Postale
Gruppo III

—

Prezzo della rivista L. 350
numero arretrato L. 700
Abbonamento annuo L. 3.500
per l'Estero L. 7.000.

—

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio TV
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - Milano
essi possono essere effettuati
mediante emissione di assegno bancario,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c Postale numero 3/40678.
Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 200, anche in francobolli.

—

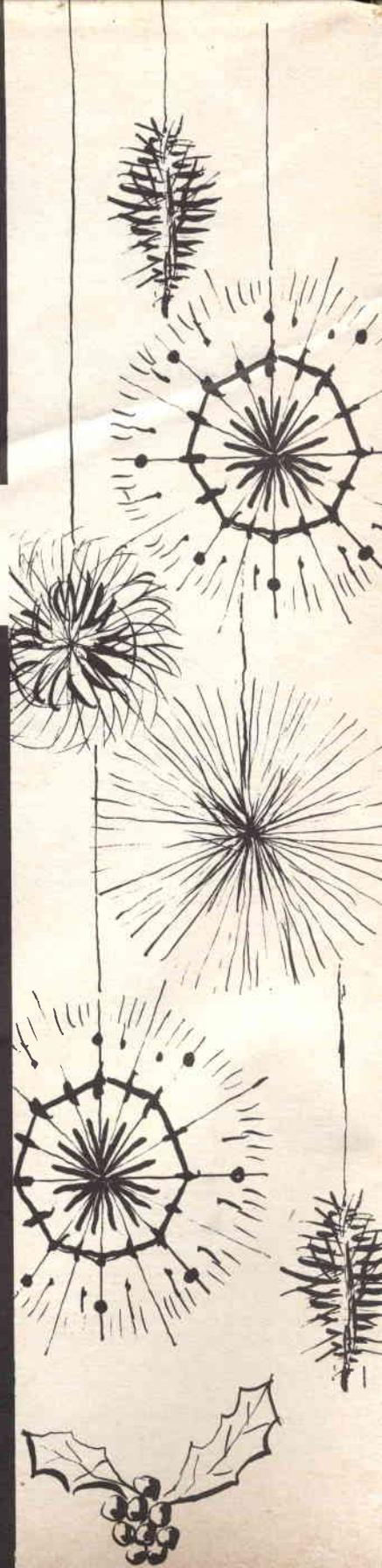
—

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

N. 12 - Dicembre 1965

SOMMARIO

LEGGETE NEI PROSSIMI NUMERI

- TRASMITTENTE MULTICANALE PER RADIOCOMANDI
- RICEVITORE SUPERETERODINA MULTICANALE PER RADIOCOMANDI
- VOLTMETRO ELETTRONICO
- OSCILLOGRAFO
- SWEEP - MARKER
- GENERATORE D'ONDE QUADRE E SINUSOIDALI
- AMPLIFICATORE B.F. TRANSISTORIZZATO 10 W
- AMPLIFICATORE B.F. STEREO 8 W
- AMPLIFICATORE B.F. PER CHITARRA ELETTRICA
- RADIORICEVITORE A.M. - F.M.
- PONTE R-C-L

'Q' METRO

Il « Q » metro che ora descriveremo oltre alla misura del coefficiente di sovratensione Q di un circuito risonante può essere utilizzato anche per la misura di induttanza, capacità, della capacità ripartita di una bobina e della reattanza di un'induttanza o di un condensatore. L'apparecchio descritto può misurare direttamente capacità comprese fra 1 e 450 pF, induttanze da 1 μH a 10 mH, coefficiente di sovratensione Q da 10 a 200. La gamma di frequenze si estende da 100 kHz a 30 MHz.

Per effettuare le misure con lo strumento che ora descriveremo è necessario disporre di un generatore RF e di un voltmetro elettronico oppure si può sostituire quest'ultimo con un analizzatore universale avente una sensibilità di 20 kΩ/V.

Principio di funzionamento

La forma della curva della corrente che attraversa un circuito risonante serie dipende dal rapporto della reattanza e della resistenza serie come indicato nelle fig. 1 e 2. Questo rapporto è chiamato Q e più questo fattore è elevato, meno sono importanti le perdite nel circuito risonante. La curva di fig. 1 A corrisponde alla corrente che attraversa un circuito risonante serie senza perdite (caso ideale); quella della fig. 1 B corrisponde a un circuito con perdite molto basse e quella della fig. 1 C a un circuito con perdite elevate.

Il **« Q » metro** descritto, misura la tensione RF ai capi del condensatore di un circuito risonante serie (fig. 3). Il voltmetro utilizzato è un diodo (V_{1a} della fig. 4) che rivela tutta la tensione RF. La capacità di questo diodo si trova in parallelo al

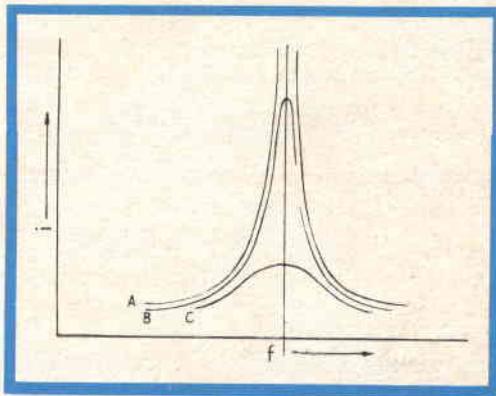



Fig. 1 - Curve di risonanza di un circuito risonante serie.

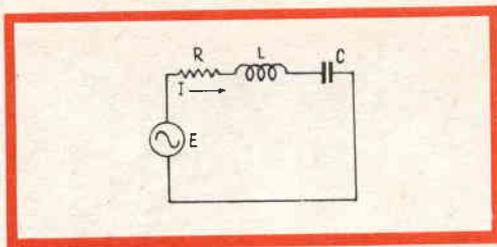



Fig. 2 - Circuito risonante serie.

condensatore variabile principale C_3 e può essere trascurata.

L'amplificatore differenziale V_2 ha l'ingresso isolato dalla RF per mezzo di R_1. Il potenziale di contatto sviluppato da V_{1a} è compensato da quello di V_{1b} e l'amplificatore differenziale indica 0 se V_{1a} non raddrizza un segnale RF.

Le variazioni della tensione di alimentazione sono, d'altra parte, più d'effetto perchè queste variazioni sono applicate su un carico dimezzato dell'amplificatore. Una piccola differenza delle caratteristiche fra i due diodi dell'amplificatore viene facilmente equilibrata regolando il potenziometro R_8.

Realizzazione

L'apparecchio è montato all'interno di un contenitore metallico. Il potenziometro R_8 è accessibile dall'esterno. Il condensatore variabile C_3 è un modello classico ad aria da 15 a 467 pF per ricevitori radio. Il condensatore C_2 deve avere i collegamenti più corti possibili fra J_2 e J_5 al fine di ottenere un funzionamento soddisfacente alle frequenze alte.
La bobina standard L_x utilizzata per la calibrazione del condensatore comprende

Fig. 3 - Circuito per la misura del condensatore nel circuito di risonanza.

100 spire di filo smaltato da 25/100 avvolte su un supporto di 20 mm. La sua induttanza è di circa 100 μH.

Calibrazione

Le frequenze di calibrazione devono essere conosciute con precisione. Mettere sotto tensione, collegare il voltmetro elettronico e il generatore RF. Collegare la bobina standard L ai capi J_2 e J_3. Regolare il condensatore principale C_3 e il verniero C_4 al minimo delle loro capacità. Regolare, dopo un tempo di riscaldamento sufficiente, R_8 per azzerare il voltmetro elettronico. Regolare quindi il generatore RF in modo da ottenere un massimo per rilevare la frequenza corrispondente. Calcolare la capacità minima per mezzo della relazione:

$$C = 25.400 / (f^2 L)$$

dove C è la capacità in pF, **f** la frequenza in MHz e L l'induttanza in μH.

Bloccare le lamine del condensatore verniero, trovare la frequenza di risonanza e calcolare di nuovo la capacità. La differenza fra i due valori trovati determina la capacità zero del verniero.

Calcolare la frequenza di risonanza con questa capacità per mezzo della relazione $f = 159 \sqrt{LC}$, dove **f** è la frequenza di risonanza in MHz, L l'induttanza in μH e C la capacità in pF.

Applicare questa frequenza e regolare il verniero in modo da ottenere una deviazione massima. Segnare lo zero sul punto corrispondente della scala del verniero. Calcolare la frequenza di risonanza per delle variazioni di capacità da 1 pF a ± 3 pF, trovare la risonanza e segnare questi punti.

Si può utilizzare lo stesso procedimento per la calibrazione del condensatore principale « C » con il verniero sulla posizione zero. I punti di calibrazione raccomandati sono ogni 5 pF dalla capacità minima a 100 pF, ogni 10 pF da 100 a 200 pF e ogni 20 pF per gli altri valori.

La scala delle induttanze « L » viene quindi calcolata in gradi sulla scala. Per una frequenza di 7,9 MHz la capacità richiesta per avere la risonanza con 1 μH

è di 406 pF. La scala della « L » viene segnata con 1 per questa capacità.

Utilizzando la stessa frequenza, i valori di capacità necessari per risuonare con delle induttanze da 1 a 12 μH sono calcolate e segnate sulla scala. Gli intervalli raccomandati per la calibrazione sono di 0,1 da 1 a 2, di 0,5 da 2 a 10 e di 1 da 10 a 12.

Questa gamma può essere moltiplicata per l'impiego delle frequenze appropriate con multipli di 7,9 MHz = x 1; 2,5 MHz = = x 10; 790 kHz = x 100 e 250 kHz = = x 1000.

Per la misura del « Q », la scala del voltmetro deve essere calibrata con delle tensioni continue. Le prese L vengono cortocircuitate e una frequenza bassa (10 kHz - 100 kHz) è applicata all'ingresso. Ridurre la tensione d'ingresso di 3 dB (0,707) del suo valore originale. Rilevare le indicazioni del voltmetro elettronico che corrispondono al valore da utilizzare per le misure del Q nei punti a — 3 dB.

Ciascuna scala per la misura del Q, deve essere così calibrata, non essendo più il diodo, lineare.

Per misurare le capacità fino a 420 pF, collegare il condensatore in prova alle prese di C, regolare il condensatore C per la sua capacità minima e la frequenza d'ingresso in modo da ottenere la risonanza. Togliere il condensatore in prova e regolare il condensatore C per ritrovare la risonanza. La differenza fra le due letture di C corrispondono alla capacità del condensatore sconosciuto.

Per i condensatori di capacità superiori a 420 pF collegare il condensatore in prova alle prese C e trovare la risonanza con C regolato al minimo. La capacità è:

$$C_x = (25400/f^2 L) - C_{min}$$

L'induttanza utilizzata deve essere la bobina standard o un'altra induttanza di auto-induzione conosciuta.

Per misurare le induttanze, l'induttanza in prova viene collegata alle prese « L » e essendo la RF collegata, si regola C per ottenere la risonanza.

L'induttanza è data dalla relazione:

$$L = 25400/f^2 C$$

Fig. 4 - Schema elettrico del « Q » metro. i = ingresso RF; u = uscita verso il voltmetro elettronico.

COMPONENTI

Resistori

R_1-R_2-R_3-R_4 = 3,3 MΩ, 1/2 W
R_5 = 4700 Ω, 1/2 W
R_6-R_7 = 220 kΩ, 1/2 W
R_8 = 50 kΩ, potenziometro
R_9-R_{10} = 100 Ω, 1/2 W
R_{11} = 4700 Ω, 1 W

Condensatori

C_1 = 0,01 μF
C_2 = 0,005 μF, 500 V ceramico
C_3 = 15-476 pF condensatore variabile
C_4 = 3- 15 pF condensatore variabile (verniero)
C_5 = 0,1 μF
C_6 = 0,1 μF
C_7 = 2 x 50 μF - 150 V
C_9 = 2 x 50 μF - 150 V

Se la scala è stata calibrata in valori d'induttanza e se la frequenza corretta corrisponde a una gamma determinata, il valore della induttanza viene letto direttamente sulla scala delle « L ».

Per misurare la capacità ripartita, fare risuonare la bobina a una frequenza conveniente con il condensatore C. Si trova una capacità C_1. Trovare quindi la risonanza a una frequenza doppia. La capacità è C_2. Il valore della capacità ripartita è dato dalla relazione:

$$C_o = (C_1 - 4\,C_2)\,/\,3$$

La misura non è possibile che quando C_o è maggiore a 1 pF.

Si possono impiegare due metodi per la misura del Q: variazione della frequenza o della capacità. Per il primo metodo necessita una sorgente RF correttamente calibrata ed erogante una tensione costante.

Si fa risuonare la bobina su una frequenza come f_o e si aumenta la frequenza a un valore f_1 in modo che l'uscita sia uguale a 0,707 volte la tensione di cresta corrispondente alla risonanza. Diminuire quindi la frequenza fino al valore f_2 in modo che l'uscita sia di nuovo uguale a 0,707 volte il valore di cresta. Il coefficiente di sovratensione Q è dato dalla relazione:

$$Q = f_o\,/\,(f_1 - f_2)$$

Con il secondo metodo, si utilizza una frequenza fissa e si fa variare la capacità da una parte e dall'altra del valore di risonanza C_o in modo da trovare le due capacità C_1 e C_2 corrispondenti a un livello di uscita uguale a 0,707 volte quello di cresta. Il coefficiente di sovratensione è dato dalla relazione:

$$Q = C_o\,/\,(C_1 - C_2)$$

La reattanza, quando L o C sono noti, è data dalle relazioni classiche:

$$X_L = 2\,\pi\,f\,L \quad e \quad X_C = 1/2\,\pi\,f\,C$$

(Da « L'electricité Electronique Moderne ») **F. T.**

DISPOSITIVO DI CONTROLLO PER TELETERMOMETRI

a cura di L. Biancoli

L'impiego dei teletermometri elettrici tende sempre più a diffondersi nelle applicazioni a carattere medicale. Dal momento che queste apparecchiature funzionano — nella maggior parte dei casi — con elementi sensibili a termistore, è opportuno controllarne periodicamente la taratura. Essa — infatti — è suscettibile di alterazioni apprezzabili, mano a mano che si verifica l'invecchiamento delle sonde.

Avendo avuto il compito di studiare un sistema di radio-tele-misura di temperature fisiologiche, non abbiamo potuto trovare in commercio del materiale di controllo che ci sia parso soddisfacente, sia in laboratorio che nell'impiego esterno.

Per questo motivo, si è provveduto ad elaborare questa apparecchiatura di controllo autonoma, descritta su « Electronique médicale », che potesse funzionare in modo altrettanto preciso sia con alimentazione da rete, sia con alimentazione mediante batterie di accumulatori incorporate.

Per effettuare il controllo di teletermometri adatti all'impiego in medicina, vale a dire aventi una gamma di temperature ridotta, e costituita da valori poco elevati, è sufficiente eseguire tale controllo in tre soli punti della scala. In pratica, la precisione di taratura richiesta da parte di questi strumenti non supera l'1%, e viene ad essere limitata dalle imperfezioni dovute al galvanometro di riferimento. D'altra parte, eseguendo il suddetto controllo in cinque punti diversi della scala, anziché in tre, non si ottiene alcun elemento interessante, che possa determinare un miglioramento della precisione di taratura.

Per questo motivo, il numero dei termostati impiegati nella apparecchiatura di controllo che stiamo per descrivere è stato limitato a tre.

Ciascuno di essi comprende una vaschetta contenente acqua, provvista di una resistenza per il riscaldamento, un dispositivo agitatore, ed un elemento sensibile alla temperatura. Quest'ultimo è collegato ad un recipiente a tenuta stagna che racchiude i circuiti del dispositivo elettronico di regolazione, il sistema di commutazione, ed uno strumento di misura.

Dati costruttivi

Poiché i tre elementi sono fra loro rigorosamente identici, ci limiteremo a descriverne uno solo.

La vaschetta termostatica è costituita da un vaso di Dewar avente la capacità di 500 millilitri. Esso è munito di un coperchio coibente in materiale plastico, al quale sono fissati il motore dell'agitatore, la sonda termostatica e la resistenza di riscaldamento. Quest'ultima consiste in una resistenza avvolta del valore di 12 ohm, e di potenza tale da dissipare 5 watt, del tipo vetrificato, normalmente reperibile in commercio, provvista di una presa intermedia. Le due metà, collegate tra loro in parallelo, forniscono una resistenza risultante di 3 ohm. Il motivo per il quale si è

ricorsi a questo accorgimento, risiede nel fatto che non è stato possibile trovare in commercio una resistenza del valore opportuno, avente una superficie sufficiente agli effetti dell'irradiazione termica.

In pratica, questa resistenza è supportata ad opera di un alberello di ottone, fissato al coperchio, il quale alberello costituisce anche il collegamento di ritorno per la corrente. L'estremità opposta della resistenza — invece — viene alimentata attraverso un conduttore isolato da un rivestimento in materia plastica.

Le saldature vengono protette mediante l'applicazione di uno strato di araldite, in modo tale che nessuna parte metallica risulta in contatto diretto con l'acqua contenuta nel bagno.

Per assicurare una tenuta perfettamente ermetica, e per ulteriore precauzione, l'intera resistenza viene rivestita di araldite, la quale viene in tal modo a costituire — nei confronti della stessa resistenza e dei relativi collegamenti di alimentazione — un rivestimento in un pezzo unico, a tenuta perfettamente ermetica.

Dal momento che l'araldite è un materiale termoplastico, è necessario che la temperatura della resistenza, anche in caso che venga percorsa dalla corrente di riscaldamento in assenza di acqua, non raggiunga un valore tale da essere dannoso agli effetti della conservazione del dispositivo, ossia della sua tenuta. Da ciò deriva la necessità di prevedere una resistenza avente dimensioni sufficienti.

In corrispondenza dell'estremità inferiore della resistenza, è fissato un piccolo disco in ottone, avente uno spessore di tre millimetri, in modo tale da costituire un prolungamento dell'alberello che supporta la resistenza. Anche questo dischetto è del pari rivestito di araldite, ad eccezione del foro praticato al centro, che serve da sostegno nei confronti dell'asse dell'agitatore.

L'agitatore — a sua volta — è costituito da un'elica realizzata in materia plastica, avente un diametro di 35 millimetri, del tipo normalmente usato nelle applicazioni di modellismo, applicata a pressione su di un asse di teflon. Questo asse attraversa il canale centrale della resistenza, e raggiunge il coperchio attraverso un secondo dischetto in ottone.

L'intero dispositivo che costituisce l'agitatore è accoppiato meccanicamente al motore mediante un sistema a doppia molla a spirale, destinato a compensare gli eventuali difetti di allineamento degli assi, dovuti alla flessibilità del materiale che costituisce il coperchio. Nel medesimo tempo, questo sistema facilita l'avviamento del motore.

Il motore è del tipo miniatura, comunemente usato nei registratori per magnetofoni tascabili. Esso è accoppiato direttamente all'elica, senza riduttori intermedi di velocità.

Il termostato

Il sistema di funzionamento elettronico del termostato è basato sul principio dell'apporto continuo di energia. Il dispositivo è interamente a transistori. In una prima versione, si è fatto uso — come elemento termo-sensibile — di un transistore con circuito di base aperto, e lo schema elettrico che qui riportiamo rappresenta appunto questa versione. L'emettitore di questo transistore fa capo direttamente alla base di un transistore del tipo OC 71, funzionante come amplificatore di tensione.

La corrente che scorre attraverso il transistore che funge da elemento termo-sensibile, e che varia appunto di intensità col variare della temperatura, risulta opposta ad una corrente di compensazione, fornita da una pila ausiliaria, tramite una resistenza variabile. Questa resistenza permette di stabilire la temperatura di riferimento dell'apparecchio.

Lo stadio amplificatore, costituito dal transistore OC71, che fa capo ad un circuito che impiega due transistori del tipo OC76, e nel quale è facile riconoscere un oscillatore del tipo Schmit, è seguito — a sua volta — da un circuito assai semplice. Tuttavia, esso funziona al di qua del regime bi-stabile, grazie alla particolare regolazione, e si comporta pertanto come un am-

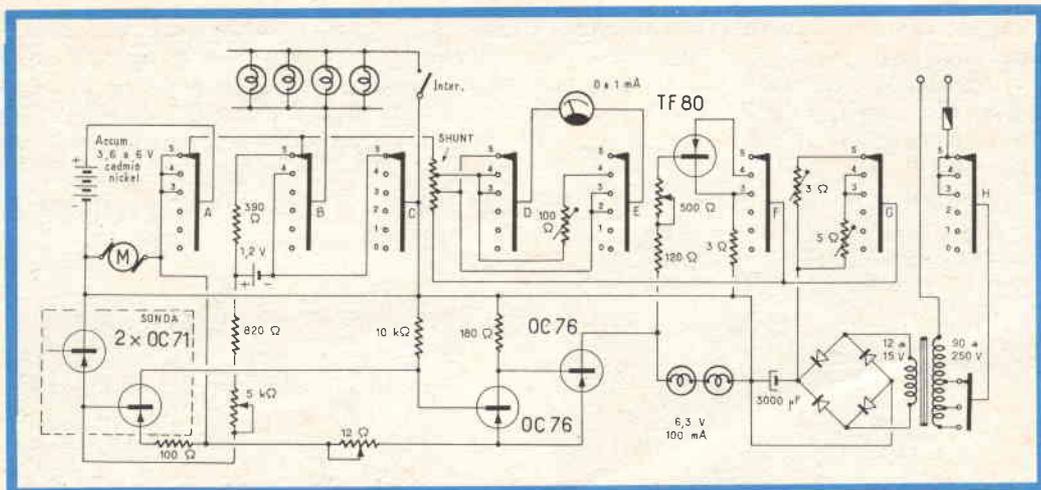
ANCHE IN ITALIA!

"Pydurtrop"

"Professional"

stabilità assoluta - massima flessibilità

non logora le testine magnetiche

	Art.	Ø Bobina		m	Prezzo List. Lit.
		Pollici	mm		
NORMAL	S/625	3"	78	85	550
	S/625-1	3 ½"	85	100	780
	S/625-2	4"	100	110	950
	S/628	5"	127	180	1.250
	S/628-1	5 ¾"	147	250	1.800
	S/631	7"	178	360	2.400
LONG PLAYING	S/626	3"	78	120	850
	S/626-1	3 ½"	85	150	1.150
	S/626-2	4"	100	180	1.450
	S/629	5"	127	270	1.950
	S/629-1	5 ¾"	147	360	2.600
	S/632	7"	178	540	3.700
EXTRA PLAYING	S/627	3"	78	150	1.200
	S/627-1	3 ½"	85	180	1.700
	S/627-2	4"	100	230	2.100
	S/630	5"	127	360	2.900
	S/630-1	5 ¾"	147	420	3.800
	S/633	7"	178	720	6.400

Circuito elettrico dello strumento. Le quattro lampadine inserite dall'interruttore separato costituiscono la fonte di luce per l'illuminazione dei termometri. Il Potenziometro da 12 ohm, collegato tra la base di uno dei transistori OC71 della sonda e la base di uno dei transistori OC76, costituisce la parte regolabile del circuito di reazione. Il commutatore di funzioni, che consta di otto settori, da A a H, ha le seguenti posizioni: 0 = Spento; 1 = Illuminazione; 2 = Agitatore; 3 = Riscaldamento rapido; 4 = Riscaldamento termostatico; 5 = Ricarica accumulatori. Nelle posizioni 1 e 5 funziona la sala illuminazione, mentre nelle posizioni 2, 3 e 4 funziona anche l'agitatore.

plificatore a reazione che fornisce un guadagno assai elevato.

Il carico del collettore del transistore OC 76 di uscita è costituito da due lampade da 6 volt, 100 milliampère, se l'alimentazione è appunto a 6 volt, oppure da una sola lampada da 3,6 volt.

Questa lampada, a causa del suo coefficiente di temperatura, determina un lieve aumento del guadagno e — nel medesimo tempo — serve da indicatore visivo. Essa rimane spenta durante il tempo che la temperatura impiega a raggiungere un determinato valore, e si accende non appena viene oltrepassata la temperatura di riferimento, mentre non fornisce che una debole luminosità quando il dispositivo funziona correttamente alla temperatura stabilita.

Un transistore del tipo TF 80 regola l'intensità della corrente che scorre attraverso la resistenza di riscaldamento. Il valore massimo di questa corrente viene stabilito mediante una resistenza variabile, collegata in serie al relativo circuito di base.

Così come è stato descritto, questo strumento appare più un dispositivo per la limitazione della temperatura, che non un termostato di grande precisione. In pratica, il rumore di fondo del transistore, usato come elemento termo-sensibile, provoca delle variazioni erratiche da 1 a 3 centesimi di grado centigrado della temperatura controllata, e — con alcuni degli esemplari provati — si è riscontrata anche una lenta deriva di diversi decimi di grado centigrado, nel volgere di una settimana.

Di conseguenza, per ottenere una precisione ed una stabilità più elevate, si è provveduto a sostituire il transistore usato come elemento termo-sensibile, con un termistore.

Poiché tutti gli accoppiamenti sono diretti, i fenomeni di carattere termico che possono alterare le caratteristiche di funzionamento dell'amplificatore possono alterare altresì le indicazioni fornite dallo strumento. Ebbene questo inconveniente è stato lievemente attenuato direttamente nei confronti del transistore di ingresso, pre-

vedendo una resistenza di contro-reazione nel circuito dell'emettitore: tuttavia, a causa del suo valore ridotto, questa resistenza evita semplicemente che la gamma dei valori di temperatura rilevabili sia troppo limitata. Inoltre, poiché il bagno del termostato si trova a temperatura costante, ci è parso evidente che la soluzione più soddisfacente consisteva nell'immergere anche l'amplificatore nel medesimo bagno.

In questo modo, è stato possibile ottenere una regolazione fino ad 1/100 di grado centigrado entro qualche ora, e dell'ordine di 2/100 °C entro un'intera giornata.

Nei confronti del transistore di potenza, si è adottato il medesimo accorgimento, e ciò non allo scopo di mantenerlo ad una temperatura costante — come per l'amplificatore propriamente detto — bensì per consentire un mezzo di dispersione delle calorie dissipate. Nel medesimo tempo, le suddette calorie vengono ricuperate agli effetti del riscaldamento del bagno, il che si rivela un prezioso risparmio nel caso di alimentazione mediante accumulatori. Infatti, poiché anche il transistore di potenza contribuisce con la propria temperatura al riscaldamento dell'acqua contenuta nel bagno, il termostato che provvede ad inserire la resistenza di riscaldamento (alimentata appunto dall'accumulatore), la includerà nel circuito per periodi di tempo minori che non se essa sola dovesse provvedere a fornire tutto il calore necessario.

Il pannello di comando dello strumento racchiude inoltre un sistema di commutazione abbastanza complesso, il quale, oltre a presentare una posizione di riposo, consente di effettuare la ricarica degli accumulatori mediante energia prelevata dalla rete, il riscaldamento rapido del bagno senza intervento del termostato, ed il funzionamento con termostato inserito.

Nel coperchio della vaschetta sono stati praticati due fori: uno di essi serve per consentire l'introduzione di un termometro di controllo, mentre l'altro serve per l'introduzione delle sonde da controllare. Per permettere l'impiego dell'apparecchiatura in qualsiasi condizione, il termometro di controllo viene illuminato mediante una doppia fila di lampadine del tipo ad incandescenza, funzionanti con una tensione di alimentazione inferiore a quella nominale, e ciò per motivi di economia di corrente, rispetto alla capacità relativamente limitata degli accumulatori.

Le diverse funzioni

Il commutatore di funzione permette di prestabilire — oltre alla possibilità precedentemente citate — il funzionamento dell'illuminazione in tutte le sue posizioni, ad eccezione di quella in cui l'apparecchio è spento. Inoltre, in una delle sue posizioni, si ha in funzione la sola illuminazione. Quest'ultima, controllata mediante un interruttore che permette di metterla fuori servizio. In un'altra posizione del medesimo commutatore, oltre all'illuminazione si ottiene il funzionamento del solo agitatore. Questo dispositivo funziona però anche nelle posizioni di riscaldamento rapido e di regolazione termostatica.

Il dispositivo di commutazione determina anche la messa in funzione del caricatore in comune ai tre termostati, per la ricarica degli accumulatori principali e dell'accumulatore ausiliario, che serve come sorgente di riferimento nei confronti del circuito di ingresso.

Per il funzionamento con alimentazione prelevata dalla rete, è sufficiente collegare l'apparecchio ad una presa di tensione, senza eseguire alcuna commutazione supplementare, sia per quanto riguarda la ricarica degli accumulatori, sia per quanto riguarda il sistema di alimentazione. In questo caso, gli accumulatori funzionano ugualmente, come semplici tamponi.

Per consentire il controllo della corrente di riscaldamento, è stato previsto un apposito strumento di misura. Il commutatore di funzioni provvede anche a commutare questo strumento nei diversi circuiti di misura, per cui esso funziona con una deflessione nominale costante.

È del pari possibile verificare in ogni istante il buon funzionamento del regolatore, come pure durante il periodo di riscaldamento nella fase di salita della temperatura del bagno.

Aspetto dell'apparecchio

Le tre vaschette sono disposte fianco a fianco, nella parte inferiore ed anteriore di un supporto comune alle tre unità. Tale supporto deve presentare un'altezza adeguata alle dimensioni dei termometri che si desidera controllare. Anche lo spazio libero è stato utilizzato per alloggiarvi le scatole di comando di ciascun termostato. Gli accumulatori sono stati sistemati posteriormente alle vaschette, fissandone gli involucri alla parete posteriore, dietro le vaschette rispettive.

L'asse del commutatore di funzione è stato prolungato anteriormente, in modo da farlo uscire su di una piastrina recante incise le diverse funzioni. Le file di illuminazione dei diversi termometri di controllo hanno inizio alla base di queste piastrine. In tal modo, esse illuminano contemporaneamente anche gli strumenti di misura.

Tra le scatole di comando e gli accumulatori resta un certo spazio libero, che è stato utilizzato per installarvi uno scompartimento per gli accessori. In esso, è possibile riporre i cavi, alcuni piccoli utensili specialistici (tra cui un saldatore elettrico funzionante a 6 volt, che può essere alimentato direttamente dall'accumulatore dell'apparecchio), uno strumento di controllo universale, ecc.

Lungo la parete destra del mobiletto di trasporto, è stato applicato un dispositivo che può alloggiare fino a 9 termometri, aventi sensibilità e portate diverse. Infine, allo scopo di consentire una permanenza prolungata in ripostiglio, senza che il materiale si ricopra di polvere, è stato previsto un coperchio verticale a tenuta ermetica, con guarnizioni in para.

Il dispositivo di ricarica degli accumulatori occupa uno scompartimento all'estrema sinistra del reparto per gli accessori, ed è comune ai tre canali.

Impiego dello strumento

Questa apparecchiatura di controllo, or ora descritta, sebbene presenti un peso apprezzabile a causa della presenza di accumulatori del tipo a cadmio-nichel, aventi una capacità rilevante, risulta comodamente portatile. Essa è stata stuidata in modo da dare maggiore importanza alla robustezza, a scapito dell'eleganza, che non a prestazioni straordinarie.

Nello strumento non sono presenti elementi di grande fragilità, non esistono termometri a contatto, né relé, né valvole, né accumulatori al piombo.

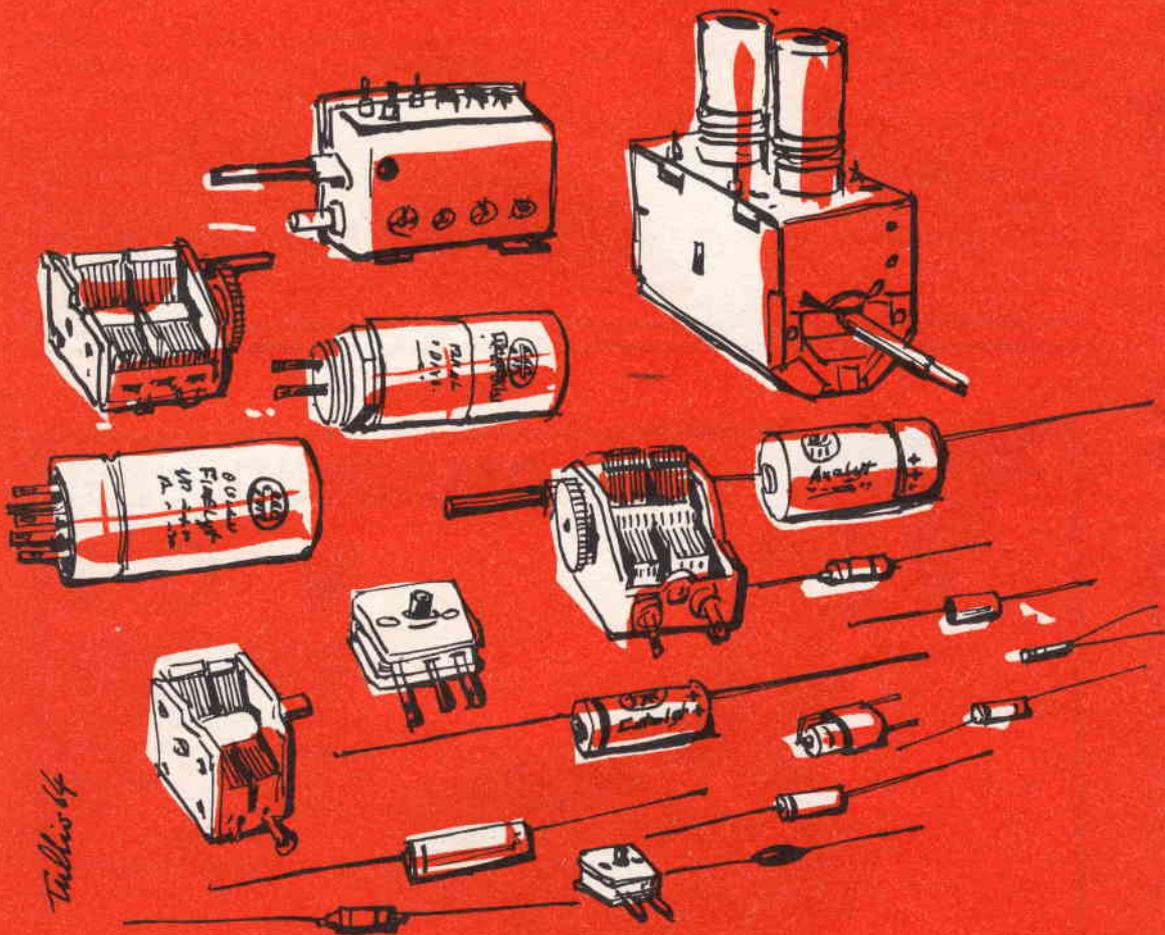
Il mobiletto in legno è caratterizzato da una robustezza maggiore di quella di un mobiletto metallico, e — dopo alcuni anni di uso senza troppa delicatezza — assume l'aspetto tipico delle vecchie apparecchiature di laboratorio.

Il prototipo descritto, sebbene sia stato trasportato numerose volte in macchina, e sebbene sia stato esposto alternativamente al caldo ed al freddo, con l'aggiunta di vari incidenti, tra i quali anche una caduta in acqua, non si è mai guastato.

Agli effetti delle sue prestazioni di controllo, esse sono relativamente modeste. La temperatura regolata dipende in certo qual modo dalla temperatura ambiente, e ciò — senza dubbio — a causa dei suoi effetti sullo pseudo-oscillatore di Schmitt. Questa influenza può essere tuttavia ritenuta trascurabile, a meno che non si tratti di variazioni di diverse diecine di gradi.

Il funzionamento dipende anche dallo stato di carica degli accumulatori, e le variazioni non sono compromettenti se non nel caso che una determinata temperatura debba essere mantenuta costante per lunghi periodi.

Le eventuali instabilità scompaiono se l'alimentazione avviene tramite la rete, ed è impercettibile in condizioni di funzionamento normali, vale a dire nei casi in cui i periodi di funzionamento non hanno una durata maggiore di qualche ora o di una giornata al massimo.

In ogni modo, dal momento che le temperature vengono lette sulle scale di termometri tarati, è facile correggere a mano una eventuale deriva. In pratica — tuttavia — tale necessità non si verifica che in casi eccezionali.

Funzionamento

Il funzionamento dell'apparecchio descritto avviene nel modo seguente: all'inizio, e partendo dal presupposto che l'acqua contenuta nella vaschetta abbia una temperatura inferiore a quella di riferimento, e se non si ha troppa fretta, si predispone il commutatore di funzione sulla posizione di riscaldamento con termoregolatore. In tal caso, l'agitatore entra in funzione, ed il regolatore fornisce la massima corrente di riscaldamento. L'intensità di questa corrente viene limitata dalla regolazione della resistenza di base del transistore TF 80.

Non appena la temperatura dell'acqua contenuta nella vaschetta è prossima a quella di riferimento, l'amplificatore comincia a sbloccarsi, e la corrente di riscaldamento diminuisce lievemente di intensità.

In seguito, mano a mano che la temperatura si approssima sempre di più a quella di riferimento, il circuito pseudo-oscillatore Schmitt entra nella zona di forte reazione, per cui la corrente che scorre attraverso il transistore TF 80 diminuisce di intensità assai più rapidamente.

In tal modo, si giunge però ad un istante in cui la corrente di riscaldamento che scorre attraverso la resistenza vetrificata compensa esattamente le perdite da parte della vaschetta. Ciò crea uno stato di equilibrio.

Grazie al guadagno elevato del sistema di amplificazione, ed alla bassa costante di tempo dell'elemento termo-sensibile, come pure all'energica mescolazione da parte dell'agitatore, il sistema risulta stabile, e non entra in stato di oscillazione, neppure se si turba l'equilibrio, mediante l'introduzione di sonde fredde, per effettuarne il controllo.

PREAMPLIFICATORE A TRANSISTORI

Si descrivono un preamplificatore a transistori e un alimentatore adatti ad essere accoppiati all'amplificatore da 10-12 W che verrà pubblicato in uno dei prossimi numeri. Il preamplificatore ha in entrata diverse prese per: fonorivelatore magnetico e piezoelettrico, per microfono e una presa ad alto livello per sintonizzatore radio. L'alimentatore fornisce una tensione stabilizzata a 34 V e può alimentare due amplificatori (complesso stereofonico) e il preamplificatore descritto.

Il preamplificatore illustrato in fig. 1 è particolarmente adatto per essere allacciato all'amplificatore da 10 W, equipaggiato nello stadio finale con due transistori di potenza al silicio BDY 10 che verrà pubblicato in uno dei prossimi numeri.

Il problema della preamplificazione BF consiste innanzitutto nell'ottenere una trasmissione corretta delle frequenze musicali medie e una buona correzione del livello sulle frequenze basse e su quelle acute. Si cerca dunque di ottenere, su alcuni ingressi del preamplificatore, una impedenza d'ingresso abbastanza elevata. Al fine di avere un basso rumore di fondo complessivo, si è impiegato all'ingresso del preamplificatore, un transistore PNP AC 107, accoppiato direttamente a un transistore NPN ASY 28 o AC 172.

Questo transistore è collegato in un circuito a collettore comune, e quindi si ha una bassa impedenza d'uscita (dell'ordine di qualche centinaio di ohm) che serve per il collegamento del circuito correttore di tono (tipo Baxandall), e allo stesso tempo, una impedenza relativamente alta per l'ingresso ad alto livello. Si sono previsti quattro ingressi diversi che possono venire selezionati per mezzo di un commutatore a quattro posizioni e a due vie:

A) ingresso per fonorivelatore magnetodinamico: posizione 1 o 2 del commutatore a seconda della sensibilità richiesta;

B) ingresso per fonorivelatore piezoelettrico: posizione 1 o 2 del commutatore a seconda della sensibilità richiesta;

C) ingresso ad alto livello (radio): posizione 3 del commutatore;

D) ingresso per microfono: posizione 4 del commutatore.

La sensibilità del preamplificatore è definita dal valore della tensione di un segnale di 1 kHz richiesto all'ingresso, per ottenere una tensione di 300 mV alla uscita del preamplificatore. In pratica, se

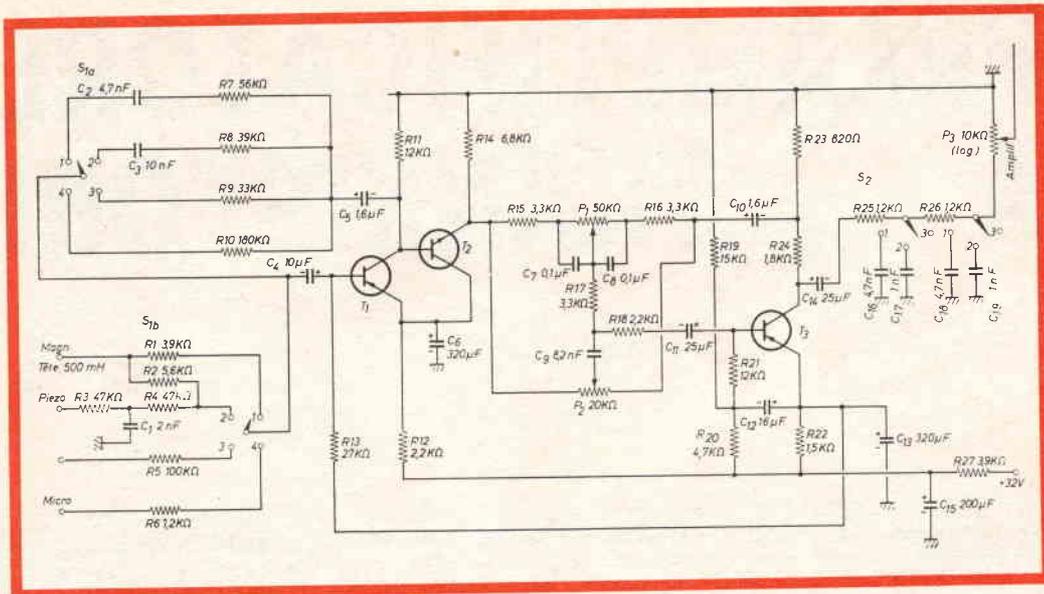



Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore a transistori.

COMPONENTI

Resistori

Tutti i resistori sono da ½ W, 10 %

Condensatori

C_1 = 2 nF
C_2 = 4,7 nF, poliestere 10 %
C_3 = 10 nF
C_4 = 10 μF, 10 V
C_5 = 1,6 μF, 16 V
C_6 = 320 μF, 12 V
C_7 = 0,1 μF, poliestere 5 %
C_8 = 0,1 μF, poliestere 5 %
C_9 = 8,2 nF, poliestere 5 %
C_{10} = 1,6 μF, 10 %, 10 V
C_{11} = 25 μF, 16 V
C_{12} = 25 μF, 3 V
C_{13} = 320 μF, 12 V
C_{14} = 25 μF, 10 V
C_{15} = 200 μF, 16 V
C_{16} = 4,7 nF, poliestere 10 %
C_{17} = 1 nF, 20 %
C_{18} = 4,7 nF, 10 %
C_{19} = 1 nF, 20 %

Potenziometri

P_1 = 50 kΩ, lineare
P_2 = 20 kΩ, lineare
P_3 = 10 kΩ, logaritmico

Transistori

T_1 = AC 107
T_2 = ASY 28 o AC 172 (NPN)
T_3 = ASY 27, OC 45 o OC 44

Commutatori

S_1 = 4 posizioni, 2 vie
S_2 = 3 posizioni, 2 vie

si collega questo preamplificatore all'amplificatore da 10 W, che descriveremo in seguito, bisogna tener presente che il suddetto amplificatore richiede una tensione di ingresso di 300 mV per dare una potenza d'uscita di 10 W.

Nella tabella 1 sono riportate le sensibilità e le impedenze d'ingresso del preamplificatore ottenute sulle varie posizioni del commutatore indicate.

Sulle posizioni 1 e 2, il condensatore C_1, nel caso del fonorivelatore magneto-

TABELLA 1

Ingresso	Posiz.	Sensibilità (mV)	Impedenza d'ingresso a 1 kHz (kΩ)
A. Fonorivelatore magnetodinamico 500 mH	1 2	9 20	4,1 6
B. Fonorivelatore piezoelettrico	1 2	250 350	75 75
C. Alto livello (radio)	3	350	85
D. Microfono	4	2	2

dinamico citato, provoca una accentuazione delle frequenze vicine ai 5000 Hz e il circuito in parallelo al fonorivelatore, una attenuazione verso i 10000 Hz.

Correzioni dei toni

I risultati delle correzioni dei toni sono rappresentati dalle curve di fig. 2.

Quando i due potenziometri sono regolati sulle loro posizioni massime, si ottiene una correzione di + 11 dB a 40 Hz e di + 13,5 dB a 10 kHz.

Quando i due potenziometri sono regolati sulle loro posizioni minime, si ottiene una correzione di — 16 dB a 40 Hz e di — 12 dB a 10 kHz.

Filtro passa-basso

Il commutatore S_2 della fig. 1 (3 posizioni, 2 vie) permette di inserire dei condensatori sulle resistenze di uscita per costituire un filtro passa-basso nelle posizioni 1 e 2 del commutatore S_2. Nella posizione 3, non vi è bisogno di alcuna correzione supplementare.

Nella parte di destra della fig. 2 si possono vedere le curve ottenute con l'azione del filtro passa-basso.

Correzione dell'incisione dei dischi

Sulla posizione « fonorivelatore-magnetodinamico » la curva R.I.A.A. è ottenuta a circa ± 1 dB, ma a condizione che la induttanza propria della testina di lettura impiegata sia effettivamente di 500 mH.

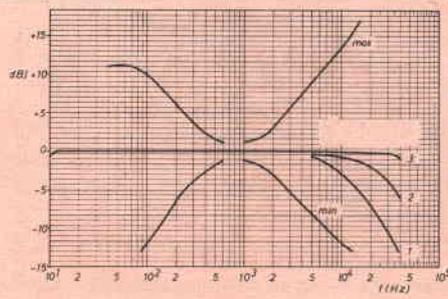



Fig. 2 - Influenza della correzione dei toni regolabile del preamplificatore; a destra, azione del filtro passa-basso.

Le due curve di correzione dell'incisione di fig. 3 corrispondono all'ingresso B (pick-up piezoelettrico) e alle posizioni 1 e 2 del commutatore S_1.

Distorsione

La misura del tasso di distorsione (D%) è stata praticata, applicando un segnale di 1 kHz all'ingresso A (ingresso fonorivelatore magnetodinamico), S_1 nella posizione 1, per ottenere un segnale di uscita di 300 mV.

Si è ottenuto una distorsione dell'ordine dello 0,1 %.

Corrente totale

La misura della corrente totale ha dato i seguenti risultati: con una temperatura ambiente di 25 °C la corrente I_C è di

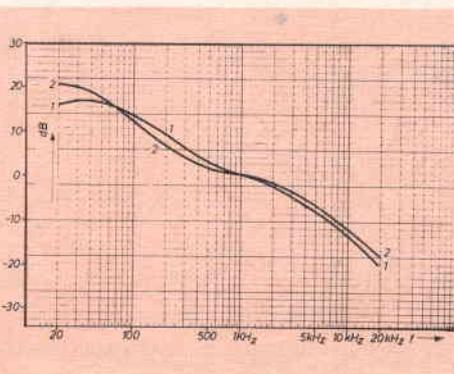



Fig. 3 - Curve di correzione dell'incisione dei dischi.

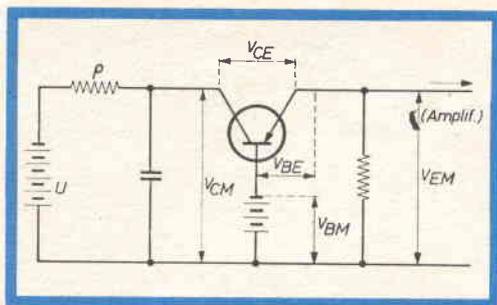



Fig. 4 - Circuito di principio del transistore serie (alimentatore stabilizzato).

4,25 mA, mentre con una temperatura ambiente di 50 °C, la corrente è di 4,45 mA.

Alimentatore stabilizzato

Per ottenere una potenza di uscita modulata di 12 W con l'amplificatore in classe B che descriveremo, si deve disporre di una tensione di alimentazione continua stabilizzata di 34 V, in caso di utilizzazione massima.

Se l'alimentatore non è stabilizzato, la tensione dovrà essere di circa 45 V per ottenere a carico, la tensione voluta di 34 V. Ora, l'amplificatore descritto è equipaggiato con transistori complementari AC 127 e AC 128 (o AC 132), che ammettono al massimo, una tensione fra collettore ed emettitore di 32 V. Nel caso di segnali transitori, sarà spesso sottoposto

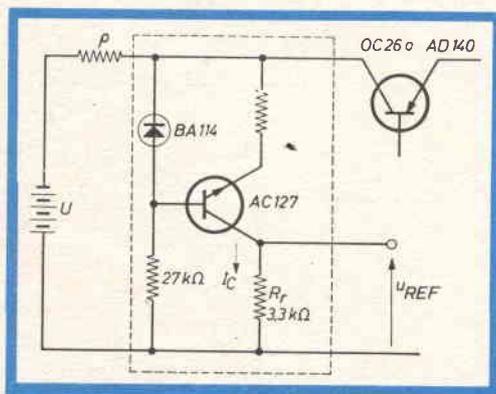



Fig. 5 - Circuito che fornisce la tensione di riferimento.

a dei picchi di tensione di 40 V, con una tensione a vuoto di 45 V. Si rischia allora di danneggiare l'apparecchio durante il tempo della scarica del condensatore di disaccoppiamento da 45 a 34 V.

Per questa ragione, si è preferito utilizzare un alimentatore stabilizzato e si raccomanda l'impiego di tale alimentatore se si deve alimentare un complesso di alta qualità.

Malgrado ciò, la scelta dell'alimentatore stabilizzato non è imperativa, ma se si sceglie un alimentatore ordinario, la sua tensione a vuoto non deve superare 34 V, perchè altrimenti i risultati generali dell'amplificatore saranno evidentemente meno buoni.

Principio di funzionamento del transistore-serie

La relazione fra le tensioni V_{EM}, V_{BM} e V_{EB} è:

$$V_{EB} + V_{BM} = V_{EM} \quad \text{con } V_{EB} = -V_{BE}$$

si avrà

$$V_{BE} = V_{BM} - V_{EM}$$

Se una variazione di corrente tende a prodursi nella resistenza di utilizzazione dell'alimentatore, la tensione V_{EM} si allontana dalla tensione di riferimento V_{BM}. La tensione base emettitore V_{BE} cresce o diminuisce, di qualche decina di mV, causando una variazione della resistenza interna emettitore-collettore del transistore-serie nel senso in cui la variazione di V_{EM} tende ad essere compensata. La tensione V_{EM} può variare debolmente a causa delle fluttuazioni della resistenza interna ρ della sorgente U e delle tensioni residue di ondulazione ma, malgrado ciò, la tensione di uscita sull'utilizzatore resta costante e uguale, a 200 mV circa, alla tensione di riferimento V_{BM}, tanto da soddisfare la condizione:

$$V_{CM} > V_{EM}$$

Spiegazione dei simboli della fig. 4:

U = tensione elettromotrice continua ai capi dei diodi raddrizzatori.

ρ = resistenza equivalente dei diodi e degli avvolgimenti del trasformatore (resistenza della sorgente).

V_{EM} = tensione stabilizzata rispetto a massa.

V_{BM} = tensione di riferimento rispetto a massa.

Dispositivo che fornisce la tensione di riferimento

Per fornire la tensione di riferimento V_{BM} richiesta, si deve disporre di una tensione di riferimento di 34 V circa con 200 mV.

Questa tensione di riferimento si ottiene nell'alimentatore descritto con un dispositivo comprendente un transistore NPN (AC 127) e un diodo al silicio BA 114, studiato per la stabilizzazione delle polarizzazioni fisse con basse tensioni.

La tensione di riferimento (fig. 5) è prodotta con una corrente di collettore I_c di 10,4 mA nella resistenza R_r (3,3 kΩ). La corrente di collettore del transistore AC 127 resta praticamente indipendente dalle variazioni della tensione V_{CE} se la tensione base-emettitore, o la corrente di base, di questo transistore resta costante (fig. 6). Per assicurare questa condizione di montaggio, si utilizza un diodo BA 114. La corrente diretta di questo diodo, nel caso presente, ha una intensità di 2 mA circa (fig. 7). Per una variazione di corrente da 1,5 mA a 2 mA la variazione della tensione ΔV_F è di 20 mV.

Si regola la corrente di riferimento I_C e di conseguenza anche la tensione ottenuta con l'aiuto di una resistenza di piccolo valore inserita nel circuito di emettitore del transistore AC 127. La resistenza di 10 kΩ disposta fra il circuito di emettitore e l'uscita per l'utilizzatore (fig. 8) serve unicamente a diminuire la resistenza interna della sorgente dell'alimentatore.

Alfine di caricare il meno possibile la sorgente di riferimento, uno stadio amplificatore equipaggiato con il transistore AC 128 viene inserito fra questa sorgente e la base del transistore stabilizzatore (OC 26 o AD 140) come si può vedere dallo schema completo dell'alimentatore stabilizzato riportato in fig. 8.

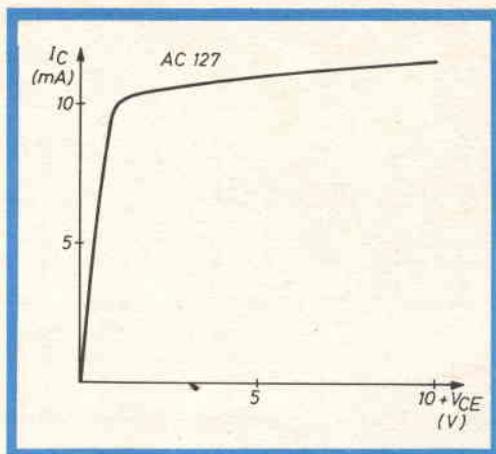



Fig. 6 - Caratteristica schematica $I_c = f(V_{CE})$ del transistore AC 127.

Potenza dissipata sui collettori

Al collettore del transistore AC 127, la potenza dissipata massima è:

$$P_{C\,max} = V_{CE\,max} \cdot I_C = 15\ V \cdot 10\ mA = 150\ mW$$

Se si considera il funzionamento a una temperatura ambiente di 60 °C, la resistenza termica dalla giunzione all'ambiente del trasformatore deve essere.

$$R_{th} = (T_{j\,max} - T_{amb})/P_{C\,max} = (90 - 60)/150 = 0,2\ °C/mW$$

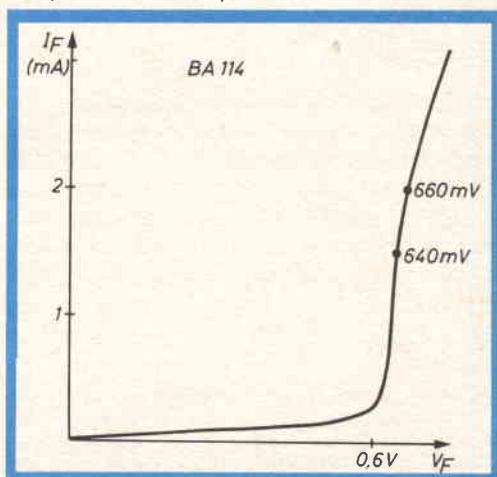



Fig. 7 - Caratteristica di funzionamento del diodo di stabilizzazione BA 114.

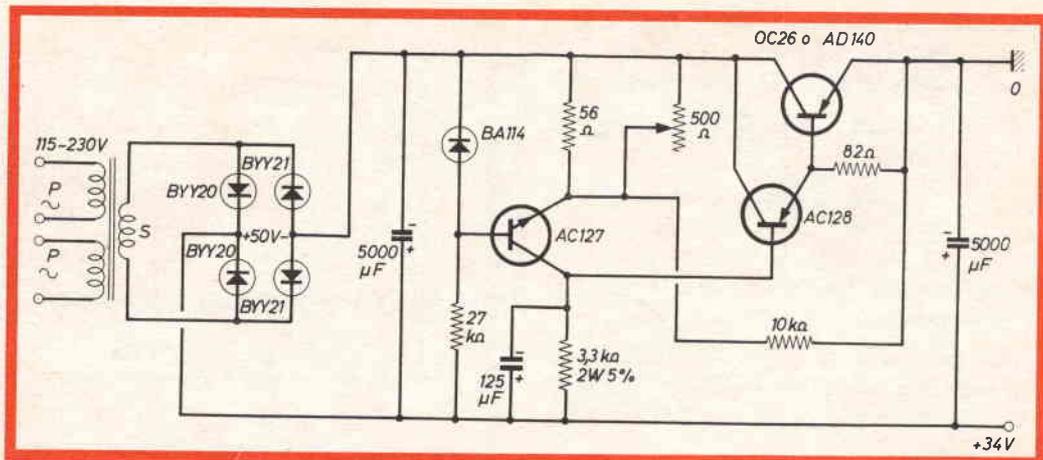



Fig. 8 - Schema elettrico dell'alimentatore adatto a fornire le tensioni di alimentazione a due amplificatori di alta qualità e al preamplificatore (stereofonico).

Questo valore di resistenza termica è facilmente ottenibile, fissando il transistore AC 127 su un dissipatore costituito da una piastra di alluminio di 15 cm^2 e dello spessore di 1 mm: sullo stesso dissipatore si può montare anche il transistore AC 128 senza causare inconvenienti.

Il transistore stabilizzatore in serie (OC 26 o AD 140) può essere montato su un dissipatore formato da una piastra di alluminio di 65 cm^2. Si è verificato che questo dissipatore è conveniente quando si alimentano due amplificatori di 10-12 W in classe B.

Raddrizzamento della tensione

Al valore della tensione specificata della rete, la tensione alternata efficace al secondario del trasformatore d'alimentazione è fissato a 38 V tenendo conto anche delle fluttuazioni. Questa tensione è raddrizzata con l'aiuto di un montaggio a ponte comprendente due diodi BYY 20 e due diodi BYY 21.

TABELLA 2

	Numero di spire	Tipo di filo	Diametro del filo
Primario	660+660	rame smalt.	0,25 mm
Secondario	220	rame smalt.	0,75 mm

Le caratteristiche del trasformatore di alimentazione sono riportate nella tabella 2. Il circuito magnetico utilizzato ha le seguenti caratteristiche:

Sezione del nucleo di ferro:

2,5 cm x 2,5 cm x 6,25 cm x 2,5 cm

Lamierini:

normalizzati, 2,6 W/kg.

Caratteristiche dell'alimentatore stabilizzato e valori limite

Tensione continua stabilizzata:

$V_S = 34$ V

Corrente continua massima:

$I_S = 1,5$ A

Tensione di ondulazione residua:

$V_r \leqslant 25$ mV

Resistenza interna dell'alimentatore:

$Z_S = 0,8$

Potenza fornita dall'alimentatore:

$P_{picco} = 51$ W

(Da « Application des semiconducteurs ») **F.T.**

TELECAMERA
A TRANSISTORI

In questa seconda parte vengono descritti i circuiti per il controllo automatico del segnale video e del fascetto elettronico del vidicon, la stabilizzazione della corrente per la focalizzazione del fascetto e infine vengono presentati i dati relativi alle correnti e alle tensioni dei transistor.

Unità 3

La fig. 3 indica i circuiti per il controllo automatico del segnale e della corrente del fascetto.

Questa unità provvede inoltre alla stabilizzazione della corrente circolante nella bobina di focalizzazione, alla stabilizzazione della bassa tensione di — 15 V che alimenta tutti i circuiti e infine alla stabilizzazione dell'alta tensione di alimentazione del vidicon.

a) **Circuito per il controllo automatico del segnale**

Il segnale video completo con i picchi degli impulsi di sincronismo con livello di tensione costante viene portato sulla base del transistore T_7. Questo transistore comincerà a condurre solo quando l'ampiezza del segnale video, misurata da questo livello costante, supererà in direzione positiva, la tensione di soglia regolata mediante il resistore variabile di emettitore R_{29}.

La tensione che si forma agli estremi di R_{79}, livellata dal condensatore C_{31}, produce attraverso il resistore R_{31} una corrente continua nella base del transistore T_8; questa corrente è in pratica proporzionale alla tensione alla quale si carica il condensatore C_{51}. Gli impulsi positivi di riga provenienti dall'unità di deflessione vengono trasferiti attraverso il condensatore C_{19} sulla base di T_8 il quale, durante il passaggio di questi impulsi, verrà bloccato. Tra un impulso e un altro scorrerà una corrente di collettore proporzionale alla corrente di base fornita attraverso R_{31}.

Agli estremi dell'avvolgimento primario di Tr_1, incluso nel collettore di T_8, si produrrà, durante il bloccaggio di T_8, un picco di tensione sinusoidale, proprio come nel circuito di deflessione di riga. L'ampiezza di questa tensione di picco è proporzionale alla corrente di collettore che scorre poco prima che arrivino gli impulsi. La tensione di picco, dopo essere stata incrementata di circa 3 volte nel-

COMPONENTI

Resistori

R_{28} = 1 kΩ

R_{29} = 500 Ω variabile lineare

R_{30} = 1,5 kΩ

R_{31} = 1 kΩ

R_{32} = 1 MΩ

R_{33} = 6,8 kΩ

R_{34} = 6,8 kΩ

R_{35} = 1,8 kΩ

R_{36} = 56 Ω

R_{37} = 56 Ω

R_{38} = 150 kΩ

R_{39} = 100 kΩ

R_{40} = 100 kΩ

R_{41} = 500 kΩ variabile lineare

R_{42} = 1 MΩ

R_{43} = 1,5 MΩ

R_{44} = 1,5 kΩ

R_{45} = 1 MΩ

R_{46} = 1 kΩ

R_{47} = 100 kΩ variabile lineare

R_{48} = 10 kΩ

R_{79} = 4,7 kΩ

R_{80} = 470 Ω

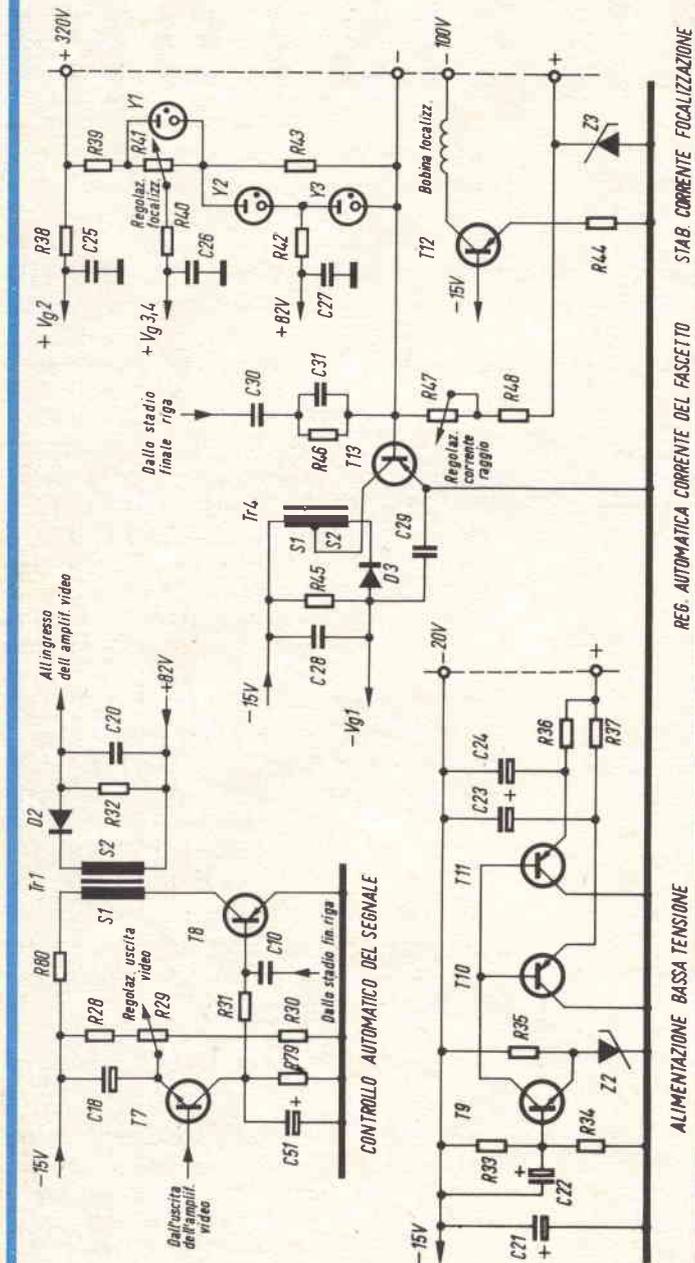



Fig. 3 - Schema elettrico del circuito per il controllo automatico del segnale, dell'alimentatore di bassa tensione, del controllo automatico della corrente del fascetto e del circuito per la stabilizzazione della corrente di focalizzazione.

Condensatori

C_{18} = 25 μF, elettrolitico 25 V
C_{19} = 47 nF, poliestere 125 V
C_{20} = 100 nF, poliestere 125 V
C_{21} = 250 μF, elettrolitico 16 V
C_{22} = 64 μF, elettrolitico 10 V
C_{23} = 160 μF, elettrolitico 25 V
C_{24} = 160 μF, elettrolitico 25 V
C_{25} = 220 nF, poliestere 400 V
C_{26} = 220 nF, poliestere 400 V
C_{27} = 56 nF, poliestere 125 V
C_{28} = 100 nF, poliestere 125 V
C_{29} = 270 nF, poliestere 125 V
C_{30} = 47 nF, poliestere 125 V
C_{31} = 10 nF, poliestere 125 V
C_{51} = 250 μF, elettrolitico 16 V

Funzione dei potenziometri

R_{29} = 500 Ω (pre-set) Regolazione uscita video
R_{41} = 500 kΩ Regolazione del fuoco
R_{47} = 100 kΩ Regolazione della corrente del fascetto

Trasformatori

$Tr_{1,4}$: Nucleo a olla K 3 000 48
supporto P 4 055 70
filo Cu Ø 0,16 mm
Tr_1: S_1 = 100 spire, S_2 = 300 spire
Tr_4: S_1 = S_2 = 200 spire

Transistori

T_7 = ASY 74
T_8 = ASY 77
T_9 = ASY 74
T_{10} = AC 128
T_{11} = AC 128
T_{12} = AC 128
T_{13} = ASY 77

Diodi

D_2 = OA 202
D_3 = OA 202

Diodi Zener

Z_2 = OAZ 205
Z_3 = OAZ 203

Stabilizzatori di tensione

$Y_{1, 2, 3}$ = ZZ 1000

l'avvolgimento secondario, viene raddrizzata dal diodo D_2, e in questo modo il condensatore C_{20} viene caricato negativamente. La tensione agli estremi di C_{20} in serie a quella positiva di 82 V ricavata dal tubo stabilizzatore di tensione Y_3, viene portata come tensione di controllo all'elettrodo del segnale del vidicon (vedi schema elettrico dell'amplificatore video).

Al momento della messa in funzione della telecamera e durante il successivo tempo di riscaldamento del catodo del vidicon, la tensione prodotta agli estremi di C_{20} sarà nulla, non essendoci alcun segnale video. Sull'elettrodo del segnale del vidicon si avrà la sopraddetta tensione positiva di 82 V, per cui quando comincerà a formarsi la corrente del fascetto, si avrà il valore massimo della videoinformazione. L'elettrodo del segnale avrà in questo caso una tensione di 97 V dato che il catodo si trova già a — 15 V.

Non appena l'ampiezza del segnale video supera la soglia stabilita mediante R_{29}, la tensione complessiva presente sull'elettrodo del segnale diminuirà nella misura della tensione negativa presente agli estremi di C_{20}. Ciò produrrà una riduzione della sensibilità del vidicon e quindi del segnale video che permarrà fino al raggiungimento dell' equilibrio stabilito dalla tensione di soglia; tale soglia viene fissata per una tensione video d'uscita di 1,4 $V_{p.p.}$; questo livello di uscita verrà mantenuto anche se le condizioni di illuminazione dell'ambiente varieranno.

Per dimostrare come effettivamente la nostra telecamera si comporti in condizioni di differente luminosità ambientale abbiamo riportato le fotografie di alcune scene illuminate rispettivamente con 600 e 15 lux senza cambiare l'apertura del diaframma.

L'aver reso costante la tensione d'uscita del segnale video porta automaticamente ad avere un valore costante della massima corrente del segnale del vidicon. Con un basso livello di illuminazione (in corrispondenza del quale il controllo automatico del segnale tende ad aumentare il valore della tensione all'elettrodo del segnale allo scopo di ottenere un'adeguata sensibilità e quindi un buon segnale di uscita) la corrente di oscurità del vidicon aumenta notevolmente. Ciò produrrà una immagine poco contrastata.

Quando l'amplificatore video viene predisposto per avere un segnale video negativo, non è più possibile applicare il

controllo automatico del segnale, dato che la completa video-informazione, dal nero al bianco, deve trovarsi sempre entro i limiti degli impulsi di spegnimento aggiunti. La tensione alla placca del segnale viene portata a massa mediante un contatto aggiunto al commutatore « positivo-negativo ». Siccome il catodo durante la scansione si trova a — 15 V, la tensione effettiva sull'elettrodo del segnale è ora + 15 V. La riproduzione di immagini negative con i loro neri ben proporzionati rispetto al livello fondamentale del nero stabilito dagli impulsi di spegnimento si può ora effettuare soltanto mediante regolazione del livello di illuminazione (minore apertura del diaframma).

2) Controllo automatico della corrente del fascetto

Siccome il controllo automatico del segnale mantiene la corrente del segnale pressocchè costante in corrispondenza del massimo bianco della video-informazione, esso richiederà sempre la stessa intensità della corrente del fascetto; ragione per cui, per ridurre al minimo le variazioni della corrente del fascetto dovute alle fluttuazioni della tensione di rete e all'invecchiamento del tubo sarà necessario un controllo automatico del fascetto. Il principio di funzionamento su cui è basato questo circuito non differisce sostanzialmente da quello impiegato per il controllo automatico del segnale.

I resistori R_{47} e R_{48} in serie al polo negativo dell'alimentazione a 300 V sono collegati all'anodo del vidicon e successivamente portati a massa attraverso una tensione di riferimento fornita dal diodo Zener Z_3. La corrente anodica del vidicon produrrà agli estremi di questi resistori un certo valore di tensione negativa. Quando questa tensione supererà quella di riferimento di Z_3, il transistore T_{13} comincia a condurre.

Attraverso C_{30} e la rete formata da R_{46} e C_{31}, gli impulsi di riga provenienti dalla unità di deflessione bloccheranno periodicamente il transistore T_{13}.

Le tensioni negative di picco prodotte in seguito a ciò nel trasformatore Tr_4, vengono incrementate nel secondario e dopo opportuno raddrizzamento, passate alla griglia del vidicon, dove produrranno una riduzione della corrente anodica fino al

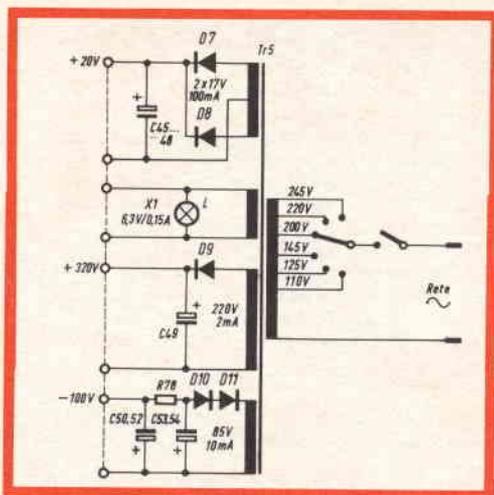



Fig. 4 - Schema elettrico della sezione alimentatrice.

COMPONENTI

Resistori

R_{78} = 1 kΩ

Condensatori

C_{45} = 160 μF, elettrolitico 25 V
C_{46} = 160 μF, elettrolitico 25 V
C_{47} = 160 μF, elettrolitico 25 V
C_{48} = 160 μF, elettrolitico 25 V
C_{49} = 8 μF, elettrolitico 350 V — 10/+ 30 %
C_{50} = 12,5 μF, elettrolitico 150 V — 10/+ 30 %
C_{52} = 12,5 μF, elettrolitico 150 V — 10/+ 30 %
C_{53} = 12,5 μF, elettrolitico 150 V — 10/+ 30 %
C_{54} = 12,5 μF, elettrolitico 150 V — 10/+ 30 %

Trasformatori

Tr_5: vedi fig. 4

Lampada

X_1 = 6,3 V/50 mA

Diodi

D_7 = OA 202
D_8 = OA 202
D_9 = BY 100
D_{10} = OA 202
D_{11} = OA 202

La telecamera può funzionare egregiamente anche se le condizioni di illuminazione variano. In questa fotografia sul fondo si vedono i tecnici discretamente illuminati (600 lux), a sinistra si vede la telecamera e a destra si può osservare sul monitor la scena ripresa dalla telecamera.

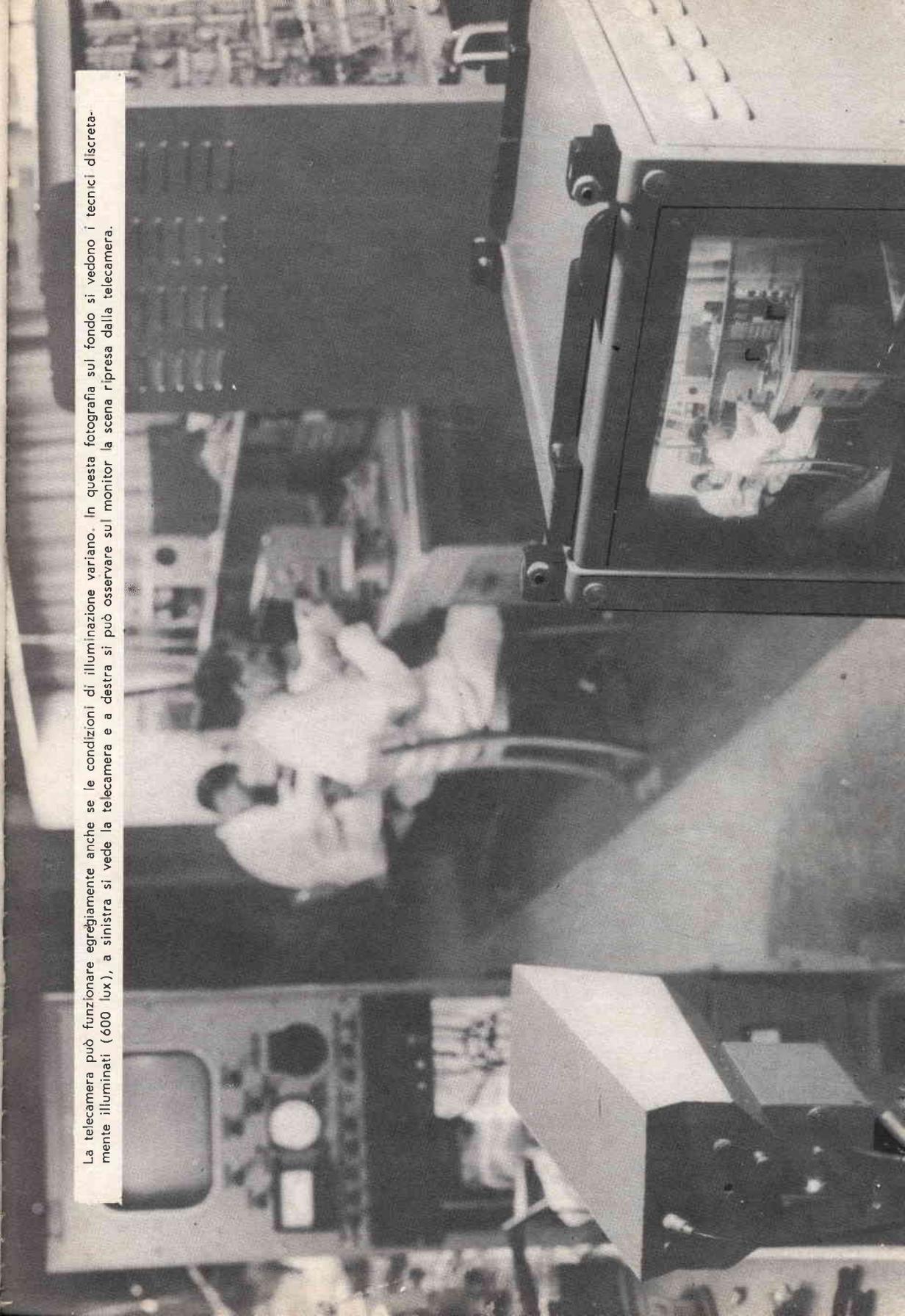
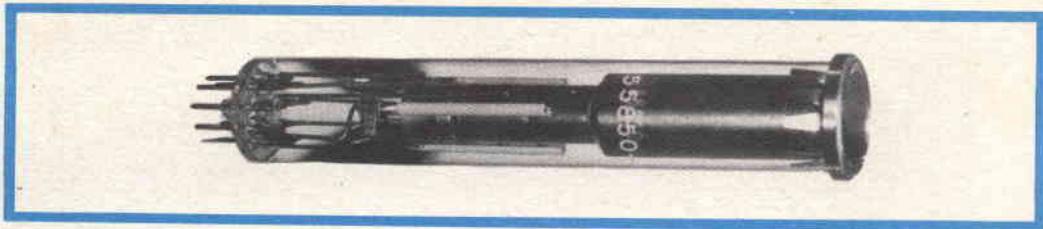



Fig. 5 - Collegamenti da effettuare allo zoccolo del vidicon impiegato nella telecamera a transistori.

ristabilimento dell'equilibrio. In questo caso, la riduzione della tensione agli estremi di R_{47} più R_{48}, prodotta dalla corrente anodica, è, in termini assoluti, di tanto superiore alla tensione di riferimento di quanto necessario per produrre la tensione negativa di griglia corrispondente a questa corrente anodica. L'ampiezza della corrente anodica, di cui la corrente del fascetto è una frazione proporzionale, viene regolata mediante il resistore variabile R_{47}. Il campo si estende da circa 0,1 a 0,6 mA.

Stabilizzazione della corrente di focalizzazione

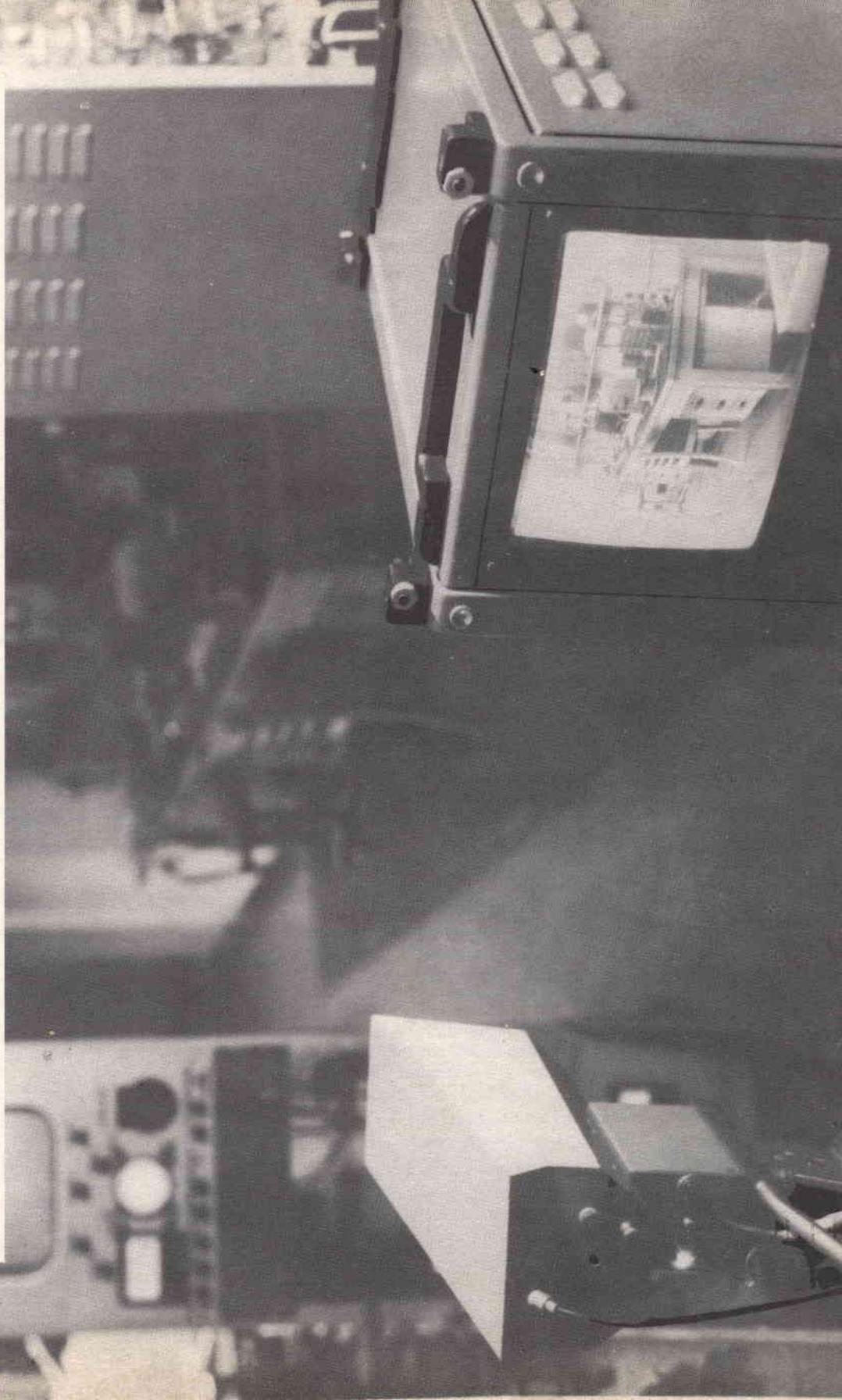
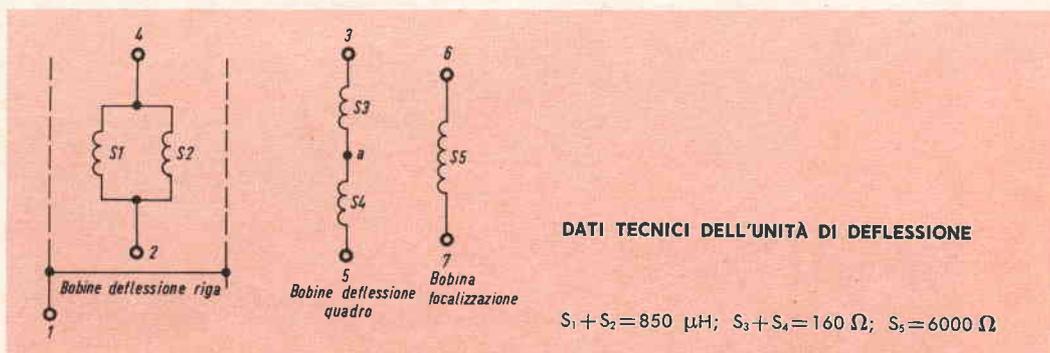
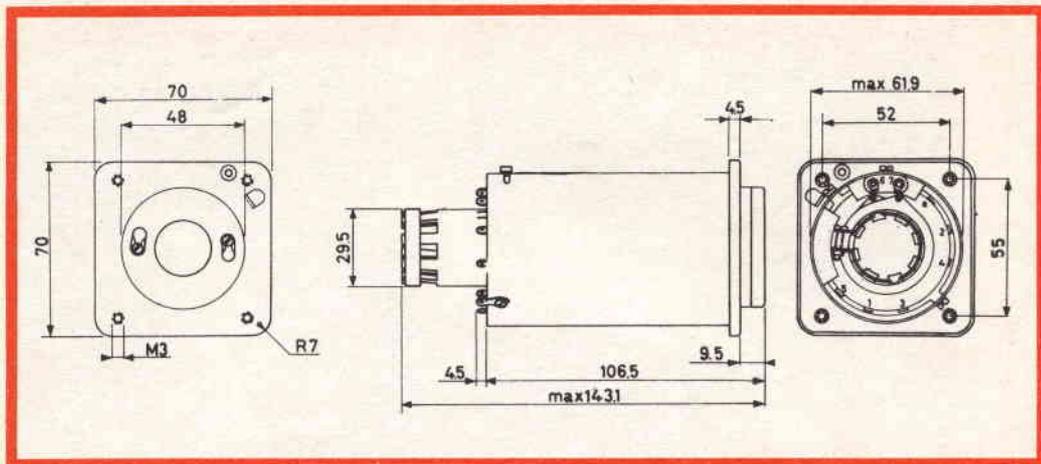
Per stabilizzare la corrente di focalizzazione contro le fluttuazioni nel valore della resistenza della bobina prodotte dalle variazioni della temperatura, questa bobina di focalizzazione viene collegata in serie al transistore T_{12}, la cui base viene a sua volta connessa alla tensione stabilizzata di — 15 V. Il resistore di emettitore R_{44} assicura la reazione in c.c.

La corrente di 10 mA che scorre in questa catena polarizza inoltre il diodo Zener Z_3 impiegato nel controllo della corrente del fascetto.

L'alimentazione stabilizzata di — 15 V, 100 mA

Dall'unità di alimentazione di fig. 4 si si ricava una tensione di 20 V filtrata ma non stabilizzata. I due transistori T_{10} e T_{11} collegati in parallelo risultano a loro volta collegati in serie rispetto alla corrente di alimentazione; sono provvisti di due resistori di emettitore separati (R_{37} e R_{36}), per cui in ogni transistore passa metà della corrente di alimentazione.

Ciò ha il vantaggio di poter livellare, separatamente ed efficientemente mediante C_{23} e C_{24}, la tensione di alimentazione di ciascuno di questi transistori. Di conseguenza, la tensione massima che può verificarsi tra emettitore e collettore di questi transistori può essere ridotta, tutto a vantaggio di una diminuzione della dissipazione e quindi del calore. Il diodo Zener Z_2 fornisce la tensione di riferimento; il transistore T_9 amplifica la differenza di tensione tra questa tensione di riferimento e quella presente nel punto di giunzione di R_{33} con R_{34} e passa questa differenza di tensione amplificata « in reazione » alle basi dei transistori in serie alla alimentazione. Entrambi i transistori T_{10} e T_{11} devono essere muniti di dissipatore di calore.

Qui, abbiamo lo stesso laboratorio di prima, i tecnici se ne sono andati, è stata tolta l'illuminazione di prima e ridotta a 15 lux; ciò nonostante grazie al circuito del controllo automatico del segnale, si può osservare ancora sul monitor un'immagine molto illuminata, senza che si sia dovuto aprire il diaframma dell'obiettivo.

Le tensioni per l'alimentazione del vidicon

Una tensione continua di circa 320 V, dopo essere stata filtrata da R_{38} e C_{25} viene applicata al primo anodo G_2 del vidicon. Per impedire che le fluttuazioni della tensione di rete influiscano sulla focalizzazione, gli elettrodi focalizzatori G_3 e G_4 del vidicon vengono alimentati da una sorgente di tensione stabilizzata formata da tre piccoli tubi al neon.

La focalizzazione viene regolata dal resistore variabile R_{41} . R_{40} e C_{26} provvedono a filtrare ulteriormente la tensione di focalizzazione. Siccome gli elettrodi G_3 e G_4 sono i più importanti « antipoli » dell'elettrodo del segnale agli effetti delle alte frequenze, il condensatore C_{26} nell'amplificatore video viene portato a massa per impedire che in tutto il canale amplificatore video si verifichino oscillazioni parassite.

Unità 4 - SEZIONE ALIMENTATRICE

In fig. 4 è riportata la sezione alimentatrice. Nel prototipo da noi realizzato, questa sezione, incluso il trasformatore, è sistemata al di sotto delle telecamere. Il primario del trasformatore è collegato ad un cambiatensioni per 110, 125, 145, 200, 220, 245 V.

L'avvolgimento secondario di 2 x 17 V, 100 mA, fornisce la tensione stabilizzata di — 15 V dell'unità 3, previo raddrizzamento dell'onda completa ad opera dei diodi D_7 e D_8.

Un terzo avvolgimento fornisce la tensione di 6,3 V per il filamento del vidicon e per la lampada spia (50 mA), e cioè in tutto 150 mA.

Un quarto avvolgimento di 220 V, 2 mA, dopo un raddrizzamento in mezza onda ad opera di D_9 fornisce una tensione di

TENSIONI E CORRENTI DELLA TELECAMERA

	Transistori	Tensione	Corrente di riposo	Forma d'onda
Amplificatore video emettitore				
AF 125 emettitore	T_1	3 V		
collettore		11,7 V	0,64 mA	
AF 125 collettore	T_2	6 V	2,3 mA	
AF 125 emettitore	T_3	5,88 V	4,38 mA	
AF 125 emettitore	T_4	6 V		
collettore		10 V	1,5 mA	
AF 118 emettitore	T_5	9,5 V	16 mA	
Oscillatore modulatore				
AF 124 base	T_6	2,1 V		
Controllo automatico del segnale				
ASY 74 emettitore	T_7	8,6 V		
collettore		0,2 V		
Stabilizzazione della corrente di focalizzazione				
AC 128 emettitore	T_{12}	15 V		
collettore		36 V	10 mA	
Deflessione di quadro				
AC 128 emettitore	T_{14}	4,4 $V_{p.p.}$		Dente di sega positivo a 50 Hz
AC 128 collettore	T_{15}	2,2 $V_{p.p.}$		Dente di sega negativo a 50 Hz
ASY 74 emettitore	T_{16}	13,8 $V_{p.p.}$		
AC 128 collettore	T_{17}	3,1 $V_{p.p.}$		Dente di sega positivo a 50 Hz
emettitore		2 $V_{p.p.}$		Dente di sega negativo a 50 Hz
Mescolatore dello spegnimento				
AF 126 collettore	T_{18}, T_{19}	13,8 $V_{p.p.}$		Impulsi mescolati positivi di spegnimento
Deflessione di riga				
AF 126 emettitore	T_{20}	5,2 $V_{p.p.}$		Dente di sega positivo a 15625 Hz
ASY 77 collettore	T_{21}	48 $V_{p.p.}$		Impulsi a 15625 Hz negativi
Mescolatore dei sincronismi				
AF 126 collettore	T_{22}	5,2 $V_{p.p.}$		Impulsi positivi mescolati di sincronismo

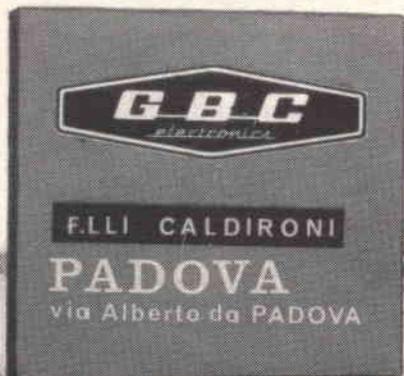
+ 320 V per l'alimentazione del vidicon.

Infine, un quinto avvolgimento (85 $V_{eff.}$ 10 mA), previo raddrizzamento mediante D_{10} e D_{11} in serie e dopo opportuno livellamento fornisce una tensione di — 100 V per la corrente di focalizzazione del vidicon.

In fig. 5 sono riportati schematicamente i collegamenti da effettuare allo zoccolo del vidicon.

L. C.

(Da « Application Information » N. 425)

VIA SICURA CON

BOLZANO P.zza Cristo Re, 7 Tel. 35 580

FERRARA Via IV Novembre, 19 Tel. 39 270

MESTRE (Venezia) Ca' Rossa, 21/B Tel. 957541

PADOVA Via Alberto da Padova Tel. 57 015

PORDENONE P.zza Duca D'Aosta Tel. 28 27

ROVIGO Via Porta Adige, 24 Tel. 22 256

TRIESTE Salita dei Montanelli, 1 Tel. 44 449

UDINE Via Marangoni, 87-89 Tel. 55 974

VERONA Vicolo Cieco del Parigino, 13 Tel. 32 364

VICENZA Contra mure Porta nuova, 8 Tel. 35 963

organizzazione   **per le tre venezie**

TACHIMETRO ELETTRONICO

Si descrive un semplice tachimetro per la determinazione del numero di giri delle autovetture. Lo schema riportato deve essere considerato come uno schema di principio e perciò viene dato a titolo puramente indicativo.
Nel corso dell'articolo si descrivono i vari metodi per la calibrazione dell'apparecchiatura.

Il tachimetro elettronico (contagiri) permette di rilevare il numero di giri di un motore ad accensione elettrica direttamente su uno strumento di misura senza che sia necessario apportare delle modifiche speciali sul veicolo.

Il tachimetro è collegato all'avvolgimento primario della bobina vicino al contatto ruttore. La tensione di alimentazione per il circuito transistorizzato è fornita dall'accumulatore del veicolo. La potenza assorbita è estremamente bassa in quanto l'intensità della corrente non è che di 6 mA.

Descrizione del circuito

La parte essenziale del montaggio consiste di un multivibratore monostabile, che viene eccitato dagli impulsi di accensione provenienti dall'avvolgimento primario della bobina.

Il valore degli impulsi può essere regolato con il potenziometro da 50 kΩ che costituisce, con la resistenza da 10 kΩ e il condensatore da 0,047 μF, una rete integratrice.

A seconda della natura dell'installazione elettrica del veicolo, gli impulsi di accensione integrati sono applicati alla base del transistore AC 125 o a quella del BCZ 11. Si utilizza uno dei condensatori C_1 e C_2, a seconda del tipo di veicolo. Per i veicoli in cui il polo negativo dell'accumulatore è collegato a massa, si impiega il condensatore C_1 (5,6 nF) gli impulsi positivi pervengono allora alla base dell'AC 125. Se il polo positivo dell'accumulatore è collegato a massa, si utilizza il condensatore C_2 (33 nF) e gli impulsi negativi sono applicati alla base di BCZ 11.

Il multivibratore propriamente detto è costituito dai due transistori con le loro resistenze di base, di collettore e d'emet-

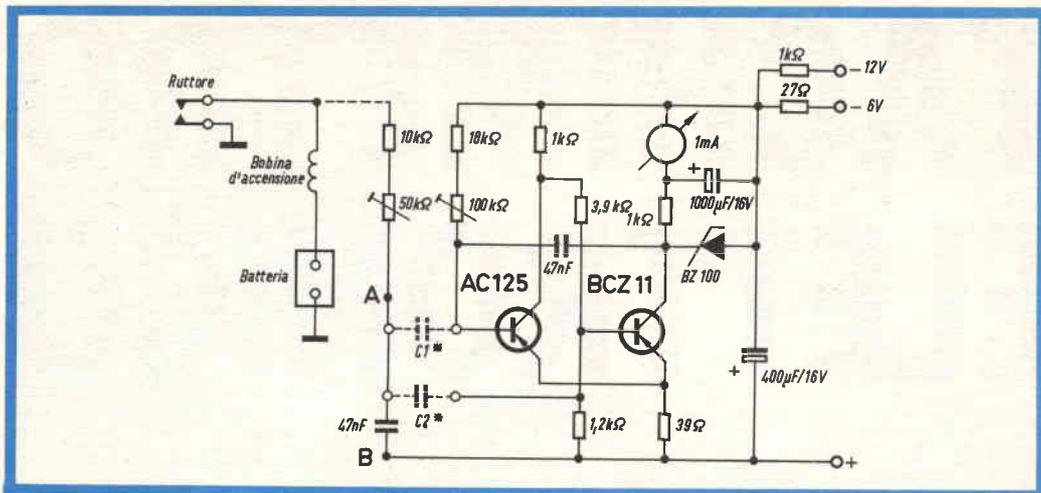



Fig. 1 - Schema elettrico del tachimetro a transistori; lo strumento di misura è a quadrante, da 1 mA

COMPONENTI

Condensatori	Potenziometri di regolazione
C_1 (*) = 5,6 nF pin-up C_2 (*) = 33 nF poliestere (*) Il polo negativo dell'accumulatore è messo a terra: collegare C_1. Il polo positivo dell'accumulatore è messo a terra: collegare C_2.	50 kΩ 100 kΩ **Transistori** AC 125 al germanio BCZ 11 al silicio
Resistori	**Diodo**
Tutti i resistori sono da 1/4 W a carbone	BZ 100 al silicio

titore e dal condensatore da 0,047 μF, montato sulla base del primo transistore e sul collettore del secondo. Gli impulsi forniti dal multivibratore sono stabilizzati per mezzo del diodo di riferimento BZ 100. Lo strumento di misura indica il valore medio della corrente di collettore del transistore al silicio BCZ 11. Questo tipo di transistore offre i vantaggi seguenti: la corrente « residua » del collettore (I_{co}) è così debole che si può trascurare.

Per questo fatto, il tachimetro non devia più quando il motore si arresta. Quando il numero dei giri del motore è troppo basso, il numero degli impulsi forniti dal multivibratore sarà ridotto. Per questo fatto l'intensità media della corrente che attraversa lo strumento di misura sarà anch'essa debole. Quando il motore comincia a girare a una velocità maggiore, il numero di impulsi aumenta proporzionalmente al numero dei giri. Lo strumento di misura indica allora un valore proporzionalmente maggiore.

Il condensatore elettrolitico da 1000 μF impedisce all'indice dello strumento di diventare instabile ad un numero di giri ridotto o che varia rapidamente. Per evitare che degli impulsi perturbatori raggiungano il multivibratore insieme alla tensione di alimentazione fornita dall'ac-

cumulatore, si collega il condensatore da 400 μF e la resistenza da 27 Ω (nel caso di un accumulatore da 6 V) o di 1000 Ω (nel caso di un accumulatore da 12 V).

Grazie all'influenza stabilizzatrice che il diodo di riferimento esercita sugli impulsi, non è più necessario stabilizzare la tensione di alimentazione, quest'ultima può variare entro limiti normali senza che ne risulti una indicazione errata.

Tipi di motori

Riguardo ai motori, si possono distinguere i tipi a due tempi e quelli a quattro tempi. Nei motori a due tempi, l'accensione in ciascun cilindro avviene ad ogni giro, essendo ciascuna corsa attiva. Nei motori a quattro tempi, al contrario non avviene che una sola accensione ogni due giri, in quanto, in questo tipo di motore, è attiva solamente la seconda corsa.

Fanno eccezione a questa regola i motori quattro tempi a due cilindri, in cui la maggior parte non hanno il distributore, come per esempio le Citroën 2 CV e BMW 700. In questi l'accensione avviene ad ogni giro.

Di conseguenza il ruttore trasmetterà lo stesso numero di impulsi di quando si utilizza una sola bobina e un distributore come per esempio nelle DAF.

La formula seguente permette di calcolare in modo semplice quanti impulsi di accensione si producono ogni secondo a un dato numero di giri, per un determinato motore:

$$i = \frac{n \times c}{60 \times a}$$

dove: i = numero d'impulsi al secondo
n = numero di giri al minuto
c = numero di cilindri
a = numero di giri per accensione: 1 nei motori a due tempi e 2 nei motori a quattro tempi.

Siccome il numero di giri è determinato per minuto e il numero degli impulsi per secondo, il denominatore comprende ancora il fattore 60 per rendere i due dati uguali.

Per i tipi di motori più comuni e il loro numero di giri massimo, la tabella 1 dà i numeri già calcolati degli impulsi, arrotondati a numeri interi.

Regolazione

Per regolare il tachimetro sul numero di giri voluto, si può procedere in diversi modi. Secondo gli strumenti di misura di cui si dispone, si può scegliere uno dei metodi seguenti:

Regolazione con:

a) un generatore di onde quadre

b) un generatore BF con circuito ausiliare

c) un trasformatore (6,3 V di secondario) con circuito ausiliare

d) un rapporto velocità/numero di giri indicato dal fabbricante (il numero di giri è spesso indicato per 60 km/h in presa diretta).

La precisione della regolazione sarà maggiore con gli apparecchi citati nel punto **a** e **b** mentre il rischio di una imprecisione sarà maggiore con il metodo

TABELLA 1

Numero di giri massimo	5000 giri/min	6000 giri/min	8000 giri/min
1 cilindro - 2 tempi	83	100	133
2 cilindri - 2 tempi	167	200	267
3 cilindri - 2 tempi	250	300	400
2 cilindri - 4 tempi	83	100	133
4 cilindri - 4 tempi	167	200	267
6 cilindri - 4 tempi	250	300	400
8 cilindri - 4 tempi	333	400	533

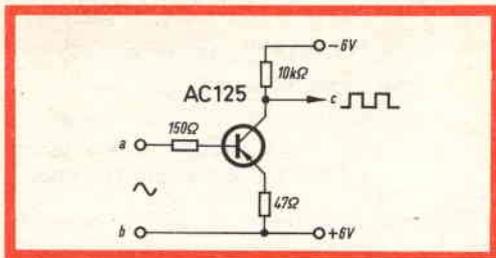



Fig. 2 - Circuito ausiliario per la formazione delle onde quadre.

indicato in **d**. La regolazione effettuata con un trasformatore come è indicato in **c** fornisce un compromesso accettabile. Inoltre, la qualità e la sensibilità dello strumento di misura sono molto importanti per ottenere dei buoni risultati.

Per la spiegazione dei diversi metodi, si parta da un tipo di motore normale: 4 tempi, 4 cilindri, numero di giri massimo circa 5000 al minuto. Si regola il contatore su un numero di giri massimo di 6000 per evitare che l'indicazione massima non si trovi all'estrema destra della scala dello strumento di misura. Prima di cominciare la regolazione, è raccomandabile esaminare se le resistenze nella parte conduttrice della tensione d'alimentazione, i condensatori C_1 e C_2 rispettivamente, corrispondono al sistema elettrico del veicolo in gioco.

a) Regolazione con un generatore d'onde quadre

La molla della piastrina del ruttore trasmette 200 impulsi al secondo quando un motore 4 tempi, 4 cilindri gira a 6000 giri al minuto. Per questa ragione, un generatore di onde quadre è regolato su una frequenza di 200 Hz.

L'impulso prelevato dal generatore è applicato ai punti A e B del tachimetro. Per la tensione di uscita del generatore di onde quadre, si sceglie un valore tale che lo strumento di misura indica esattamente il valore nominale.

Con il potenziometro da 100 kΩ regolare poi il contagiri in modo che l'indice indichi « 6000 giri ». Se la graduazione della scala è adattata al numero dei giri, questa è allo stesso tempo la deviazione massima dell'indice.

Siccome il tachimetro è incorporato nel veicolo, il valore dell'impulso è regolato con il potenziometro da 50 kΩ di modo che lo strumento di misura devia esattamente del massimo. Per un motore a velocità costante, questa deviazione corrisponderà a 500-800 giri. Quindi si esamina se, quando si accelera, il valore indicato dall'indice dello strumento aumenta nella stessa misura del numero di giri. Se, a un numero di giri così elevato, l'indice tende a indicare un valore meno elevato, si regolerà ancora il potenziometro da 50 kΩ, perchè il valore dell'impulso trasmesso dal ruttore può diminuire leggermente da un numero di giri così elevato.

b) Regolazione con un generatore BF

Il contagiri non reagisce con una tensione sinusoidale come quella fornita da un generatore BF. Così si da a questa tensione la forma di un'onda quadra perchè corrisponda meglio all'impulso trasmesso dal ruttore. A questo scopo, si può utilizzare il circuito ausiliario mostrato in fig. 2. Questo circuito dà alla tensione sinusoidale la forma di un'onda quadra. Le resistenze utilizzate possono essere del tipo a 1/4 W. Il segnale proveniente dal generatore BF è applicato ai capi **a** e **b** del circuito ausiliario. Si può prelevare l'onda quadra ai capi **a** e **b** (dove **b** è il polo positivo della tensione di alimentazione). Per il resto il tachimetro può essere regolato nel modo descritto in **a.**

c) Regolazione con un trasformatore

È ugualmente possibile effettuare delle regolazioni con un trasformatore che fornisce una tensione di circa 6 V. Questa tensione deve essere applicata al circuito ausiliario nel modo descritto. In questo caso la frequenza è di 50 Hz e non di 200 Hz, come nel caso del metodo descritto nei punti **a** e **b.** Essendo la frequenza invariabile, la deviazione dello strumento di misura non deve essere regolata così al massimo, ma a un numero di giri corrispondente a 50 impulsi.

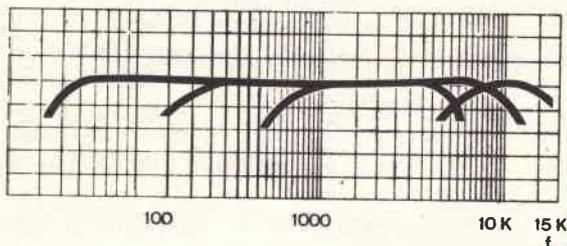
ALTOPARLANTI IREL

SERIE MUSICAL

sigla dell'altoparlante IREL

una lettera indica la serie e individua così il tipo di curva di risposta;

uno o due numeri indicano in centimetri il diametro dell'altoparlante circolare oppure i diametri dell'altoparlante ellittico;

l'ultimo numero indica l'energia magnetica in mWs.

La serie Musical comprende altoparlanti per complessi « alta fedeltà », e precisamente:
Tweeter (MT) per la riproduzione delle frequenze alte;
Woofer (MW) per la riproduzione delle frequenze basse;
Extended Range (ME), gamma estesa.

ME/25/381

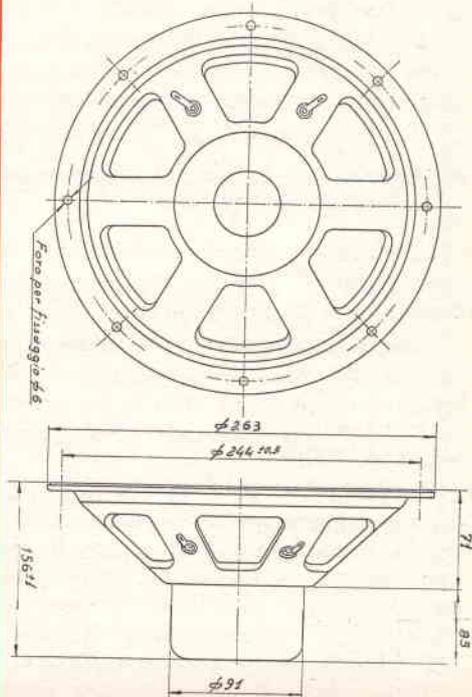
Potenza: 8 W
Impedenza: 8 ohm
Induzione: 12.800
Frequenza di risonanza: 80 HZ
Gamma utile: 60 ÷ 10.000

industrie radio elettriche liguri: via leopardi 27 - milano (italia)
telefoni: 897.660 - 898.361 - 867.058 indirizzo telegrafico: IRELUC

TABELLA 2

Numero di giri massimo	5000 giri/min	6000 giri/min	8000 giri/min
1 cilindro - 2 tempi	2500	3000	4000
2 cilindri - 2 tempi	1250	1500	2000
3 cilindri - 2 tempi	833	1000	1333
2 cilindri - 4 tempi	2500	3000	4000
4 cilindri - 4 tempi	1250	1500	2000
6 cilindri - 4 tempi	833	1000	1333
8 cilindri - 4 tempi	625	750	1000

Il potenziometro da 100 kΩ deve essere regolato in modo che l'indice dello strumento di misura indichi un valore corrispondente a 50 impulsi d'accensione che nel caso considerato corrispondono a:

$$50/200 \times 6000 = 1500 \text{ giri al minuto}$$

Nella tabella 2 sono riportati i numeri di giri corrispondenti già calcolati.

La regolazione si deve effettuare con molta precisione, perchè alla deviazione totale dello strumento di misura, un errore commesso in questo modo si traduce in un errore molto maggiore (in questo caso 4 volte). Questo metodo è dunque un po' meno preciso dei precedenti.

Per il resto, la regolazione si può effettuare nello stesso modo descritto in **a**.

d) Regolazione basata sul rapporto conosciuto km-giri/minuto

Quasi tutti i fabbricanti di veicoli indicano il numero di giri per una velocità determinata in presa diretta.

Esempio: il motore di un determinato veicolo che va a 60 km/h gira a 2500 giri/minuto in presa diretta. Alla velocità di 120 km/h questo numero di giri sarà allora di 5000.

Il tachimetro deve essere regolato da un passeggero lungo il percorso. Come indica il paragrafo **a** si regola il valore dell'impulso per mezzo del potenziometro da 50 kΩ. Per una velocità costante di 60 km/h, si regola il potenziometro da 100 kΩ di modo che lo strumento di misura indichi 2500 giri/minuto dopo di che si può controllare l'indicazione a una velocità di 120 km/h. All'occorrenza si può ancora regolare leggermente il potenziometro da 50 kΩ.

Siccome, con questo metodo, la precisione del tachimetro del veicolo è determinante per una calibrazione corretta del contagiri, questo metodo è meno preciso in quanto uno scarto del 10 % si presenta regolarmente nei tachimetri installati sui veicoli.

Osservazioni

Nel caso di un motore due tempi - 3 cilindri (per esempio DKW) munito di tre ruttori e di tre bobine, non è più sufficiente prelevare gli impulsi di una di esse. Per eliminare le influenze perturbatrici, gli impulsi devono essere prelevati da tutte le bobine. A questo scopo si procede conformemente allo schema di fig. 3. Si collega al primario di ciascuna bobina un condensatore da 0,033 µF (tensione di lavoro 400 V). Gli altri fili dei condensatori sono collegati tra di loro e mandati al tachimetro per mezzo di una resistenza da 10 kΩ.

Può avvenire che, di conseguenza agli scarti che presenta un tipo determinato di strumento di misura, la deviazione mas-

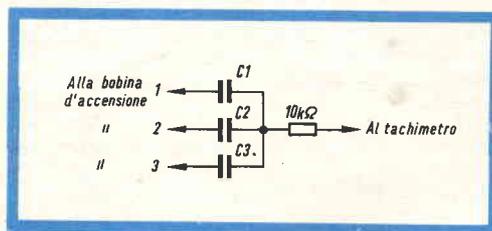



Fig. 3 - Modifica da apportare allo schema nel caso di un motore 2 tempi 3 cilindri. I condensatori C_1 - C_2 - C_3 sono da 33 nF - 400 V.

sima non si possa realizzare con una frequenza d'impulsi di 400 Hz. Si può allora ridurre la resistenza da 18 kΩ a 15 kΩ oppure all'occorrenza a 12 kΩ, ma non a un valore inferiore a questo.

Se lo strumento presenta degli scarti notevoli o il numero di giri è troppo elevato (la frequenza è maggiore di 400 Hz), potrà essere necessario montare una resistenza in parallelo con lo strumento di misura.

Il valore di questa resistenza dipende dal tipo di strumento utilizzato, è dunque impossibile indicare il suo valore esatto. Questa non deve essere però inferiore alla resistenza interna dello strumento di misura.

(Da « Techniques Nouvelles ») **F. T.**

SCRITTURA LUMINOSA

Descriviamo brevemente il principio di funzionamento del metodo usato per effettuare delle scritte luminose per mezzo di lampadine e di fotocellule al solfuro di cadmio; riportiamo qui il solo principio di funzionamento ripromettendoci di dare in seguito informazioni più complete su questo interessante argomento.

Si può definire questo metodo di scrittura luminosa come un insieme di fotocellule e di lampadine per la realizzazione di relé. La fotocellula RPY 18, al solfuro di cadmio è particolarmente indicata per questa funzione e di conseguenza, essa permette il montaggio di apparecchiature molto economiche.

È facile realizzare dei relé molto a buon mercato e di funzionamento sicuro ponendo, in contenitori completamente isolati dalla luce, una lampada e una o più fotocellule RPY 18.

In effetti, una fotocellula si può comportare come un contatto elettrico, essa lascia o non lascia passare la corrente a seconda che venga o no colpita dalla luce.

Questo tipo di relé presenta un certo numero di vantaggi sui relé tradizionali:

— Una maggiore durata di vita; le fotocellule si possono usare in numerosissime installazioni di sicurezza (controllo di fiamma dei bruciatori, per esempio). È noto che le lampadine survoltate hanno una durata di vita molto elevata.

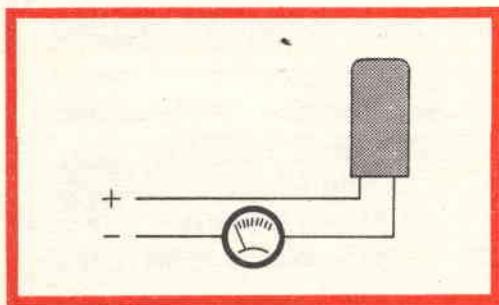



Fig. 1 - Fotocellula in oscurità, l'amperometro non devia.

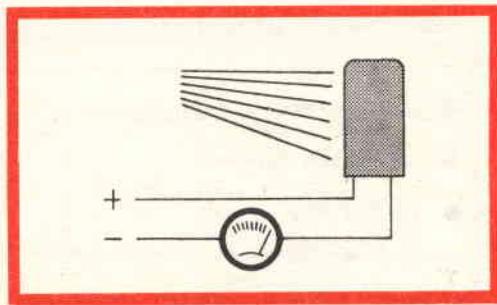



Fig. 2 - Fotocellula illuminata, l'amperometro segna il passaggio di corrente.

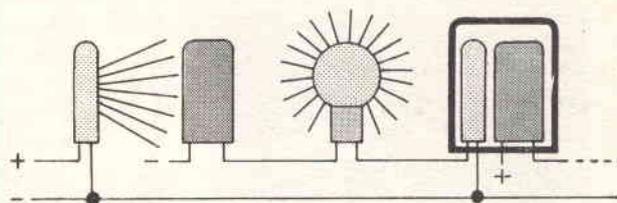



Fig. 3 - Circuito del relé fotoelettrico.

— Assenza di rumore durante il funzionamento.
— Funzionamento con basse tensioni.
— Assenza di effetti interferenti RF.
— Facile realizzazione.
— Possibilità di montaggio molto compatta su circuito stampato.

tato per il comando delle insegne pubblicitarie luminose a lettere traccianti. Riportiamo ora il principio di montaggio. La parte principale di un relé fotoelettrico è la fotocellula al solfuro di cadmio RPY 18. Quando essa è in oscurità, la sua resistenza è molto grande. L'amperometro

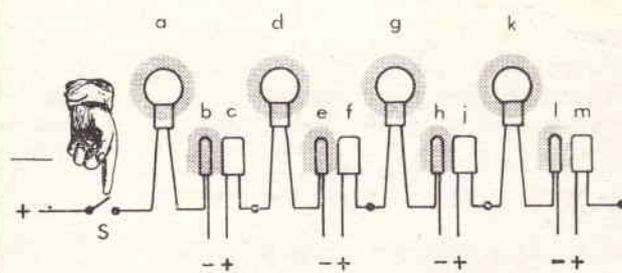



Fig. 4 - Circuito del relé fotoelettrico a più stadi.

Nel disegno riportato a fianco del titolo si vede un esempio di realizzazione pratica dell'apparecchiatura formata dalla fotocellula RPY 18 e dalla lampadina (per esempio: da 12 V, 0,72 W).

A titolo di esempio, descriviamo un montaggio, utilizzante questi relé progettati collegato in serie alla fotocellula non devia (fig. 1).

Quando la superficie sensibile della fotocellula viene illuminata, la sua resistenza diminuisce considerevolmente e l'amperometro indica una corrente piuttosto elevata (fig. 2).

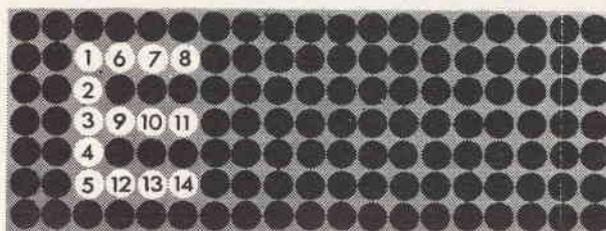



Fig. 5 - Esempio di lettura luminosa attuata con i relè fotoelettrici.

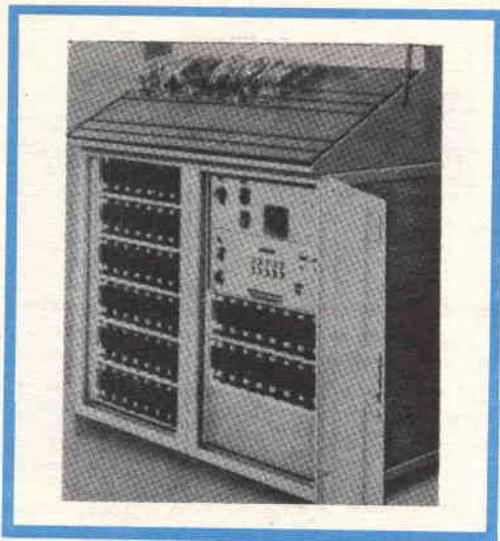



Fig. 6 - Complesso di comando per sala di spettacoli.

Questo significa che se si sostituisce l'amperometro con una o due lampadine, la fotocellula permette, a seconda che questa sia accesa o no, di illuminarsi o no (fig. 3).

In questo modo, è possibile disporre le lampadine e le fotocellule al solfuro di cadmio come mostrato in fig. 4. Le lampadine a, d, g, k, di questa figura sono delle lampade per pannelli luminosi da 40 V, 2,5 W. Le lampadine **a** e **b** montate in serie sono accese per mezzo dell'interruttore S. Quando la lampadina **b** è accesa, illumina la fotocellula **c**, che a sua volta permette l'accensione delle lampadine **d** ed **e**. La lampadina **e** è accesa, la fotocellula **f** accende allora le lampadine **g** e **h** e così di seguito fino alla fine del pannello luminoso.

Quando l'ultima lampadina è accesa essa comanda a sua volta una fotocellula che eccita un relé, il quale toglie la corrente (interruttore S) e il ciclo può ricominciare.

Come mostra la fig. 5, si dispongono le lampadine **a, d, g, k** ecc., a seconda delle lettere del testo che si vuole presentare al pubblico. Si ottiene così una iscrizione di questo testo con un effetto tracciante. La velocità di accensione delle lampadine è di 25 al secondo. L'effetto ottenuto è perfettamente conveniente per ottenere un effetto pubblicitario.

La fig. 6 mostra un complesso di comando realizzato per una sala di spettacoli. Esso permette, grazie a una matrice di connessioni, di cambiare rapidamente il testo luminoso. In questo caso, un relé fotoelettrico è sufficiente, in media, per comandare 3 lampadine. Il complesso comprende un alimentatore da 60 V che comprende un interruttore statico equipaggiato con thyristor. Sul banco superiore un telaio di prova permette a una persona, non specializzata di controllare l'installazione in pochi secondi ed eventualmente, di effettuare sia il cambio di una lampadina sul pannello, sia il cambio di una piastra del relé.

Dati tecnici della fotocellula RPY 18

Tensione di utilizzazione max: 70 V
Potenza dissipata: 500 mW
Resistenza in oscurità: > 10 MΩ
Resistenza a 50 Lux: 250 Ω

F. T.

CIRCUITI A TRANSISTORI

PROBLEMI RELATIVI ALLA PROGETTAZIONE

Vengono descritti in un rapido esame i principali problemi che si pongono al progettista dei circuiti a transistor. In particolare si desidera mettere in evidenza il significato di quelle caratteristiche, tipiche dei transistor, che maggiormente differenziano questi ultimi dalle valvole termoioniche. Tra i problemi direttamente connessi alla progettazione dei circuiti transistorizzati, viene richiamata l'attenzione in particolare su quello riguardante il comportamento termico dei semiconduttori. In relazione a questo fenomeno, viene descritto il criterio di dimensionamento di uno stadio finale di potenza (classe A) ed esaminato in fórma qualitativa, sempre dal punto di vista termico, il comportamento dei transistor nei circuiti di commutazione.

Da quando, oltre una decina di anni fa, il transistor ha fatto la sua comparsa nei primi circuiti elettronici, il progettista che aveva una certa familiarità con i circuiti a valvole, si è trovato di fronte ad una serie di problemi che, pur non essendo di difficile soluzione, gli hanno imposto di modificare i criteri secondo i quali era solito affrontare il progetto di un circuito elettronico.

Tenteremo di esporre qui di seguito, in forma riassuntiva, quelle caratteristiche che maggiormente mettono in evidenza il diverso comportamento dei transistor rispetto alle valvole termoioniche.

1. Il transistor come amplificatore di segnali alternativi

La fondamentale differenza tra i transistor e le valvole, visti entrambi come amplificatori, crediamo che si possa riassumere come segue.

Sostanzialmente, mentre per le valvole si tiene conto dell'eventuale accoppiamento del circuito d'ingresso con quello di uscita (attraverso le capacità interelettrodiche) soltanto per frequenze di funzionamento relativamente elevate, con i transistor tale fenomeno va tenuto presente

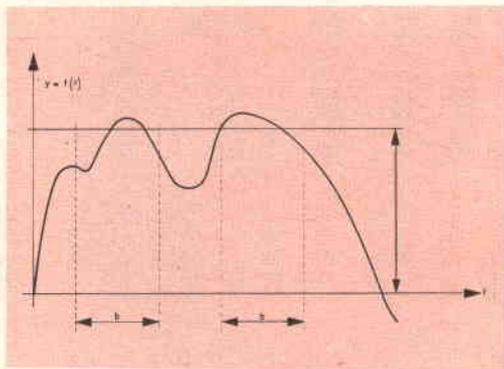



Fig. 1 - Andamento generico di una funzione y =f (t) nel tempo.
a = limite massimo non superabile del valore medio.
b = tempo di integrazione.

anche nel campo delle frequenze foniche. Infatti la struttura interna continua dei transistor è causa di una inevitabile interazione del segnale all'ingresso su quello di uscita e viceversa.

Pertanto la valvola si considera generalmente un amplificatore di tensione e viene esaminata come amplificatrice di potenza, con impedenza d'ingresso finita, solo quando la frequenza del segnale è tanto elevata da non consentire più di trascurare l'influenza del tempo di transito degli elettroni e delle capacità interelettrodiche. I transistor invece, dato il valore relativamente basso dell'impedenza d'ingresso ed il non completo isolamento tra i circuiti d'ingresso e di uscita, anche nel campo delle basse frequenze, devono essere considerati come amplificatori di potenza non unilaterali.

Il tecnico dovrà pertanto disporre, per il progetto di amplificatori per deboli segnali, dei quattro parametri caratteristici (solitamente vengono dati i parametri ibridi h_{ij} per le frequenze basse ed i parametri y_{ij} per le alte frequenze) e del valore del fattore di rumore F. Ovviamente, nel caso di amplificatori di segnali forti, o comunque tali da interessare un largo tratto delle caratteristiche di ingresso e di uscita, i parametri di cui sopra, generalmente definiti per un punto particolare della caratteristica e validi per un intorno molto stretto, perdono di significato. La differenza sostanziale tra le valvole ed i transistor resta, anche in questi casi, quella sopra accennata.

1.1 Fattore di rumore

Abbiamo detto nel paragrafo precedente che è necessario conoscere anche il fattore di rumore F. Con ciò non si intende affermare che tale esigenza sia una prerogativa esclusiva dei circuiti a transistor. Infatti fondamentalmente il significato che viene attribuito al simbolo F è identico sia per le valvole che per i transistor in quanto che, per definizione (1), esso esprime un rapporto fra due grandezze fisiche che sono indipendenti dalla natura specifica dell'elemento che si prende in considerazione.

Desideriamo tuttavia far presente in questa sede che, mentre per le valvole, almeno per frequenze non superiori a 10-20 MHz, il valore della resistenza equivalente di rumore (R_{eq}) consente di valutare il fattore rumore (od il rapporto segnale/disturbo) entro un vasto campo di frequenze, nei transistor si deve tener presente che il fattore di rumore non è costante e varia con legge diversa a seconda del campo di frequenze considerato.

Infatti F_o varia in modo inversamente proporzionale alla frequenza nel campo che va dalle basse frequenze fino ad alcune decine di kHz (2). Per frequenze comprese tra questo limite ed alcune centinaia di kHz il fattore di rumore rimane

(1) Il valore di F, viene generalmente dato ad una frequenza di 1 kHz, per una larghezza di banda di 1 Hz, e per una data resistenza interna del generatore. Si definisce come fattore di rumore il rapporto, espresso in dB, tra la potenza totale di rumore presente all'uscita e quella che ci sarebbe se il transistor fosse idealmente privo di rumore. Il che equivale a dire che il fattore di rumore esprime in dB il quoziente tra il rapporto segnale/disturbo all'ingresso ed il rapporto segnale/disturbo all'uscita.

(2) Nei transistor costruiti attualmente la frequenza limite, al di sotto della quale vale la proporzionalità di F ad 1/f, è dell'ordine dei kHz. Anche il fattore di rumore, che nei primi transistor a punta di contatto saliva a valori di alcune decine di dB, adesso, in alcuni tipi speciali, non supera i 2-3 dB.

Banco di collaudo per transistor Philips per bassa frequenza.

costante, per poi ritornare ad aumentare, proporzionalmente alla frequenza, al di là di una frequenza limite pari a circa $\sqrt{f\alpha b \cdot f\alpha e}$, dove si è indicata con $f_{\alpha e}$ la frequenza di taglio con base comune $f_{\alpha b}$ la frequenza di taglio con emettitore comune.

Quindi, nel campo di più frequente utilizzazione, il comportamento del transistor tende ad avvicinarsi sempre più a quello delle valvole, essendo i due limiti di frequenza, entro i quali il fattore di rumore resta costante, sempre più lontani tra loro man mano che migliora la qualità dei transistor messi a disposizione del progettista.

1.2 Valori massimi assoluti

Come per le valvole, anche per i transistor vengono indicati dal fabbricante dei limiti massimi per alcuni parametri fondamentali (corrente di collettore, tensione collettore-base, tensione collettore-emettitore, ecc.). In generale detti limiti devono essere interpretati come quelli già noti delle valvole, nel senso che ciascuno di essi vale preso a se stesso ed è indipendente dai valori che assumono, nell'istante che lo si considera, le altre grandezze elettriche. Si dovrà tuttavia tener presente che, mentre per le valvole il superamento, in regime continuo o transitorio, dei limiti massimi di cui sopra generalmente ha solo come conseguenza un precoce deterioramento delle caratteristiche della valvola stessa, con i transistor si verificano sovente rotture improvvise quando vengono superati anche per brevi intervalli di tempo i limiti massimi di alcune delle grandezze fondamentali (per es.: tensione max collettore-emettitore). In ogni caso sarà bene tener presente che in ultima analisi, il

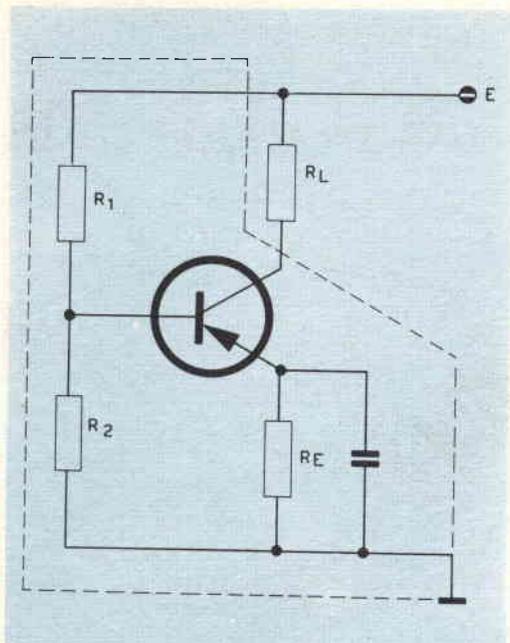



Fig. 2 - Transistor polarizzato con partitore di tensione in base e resistenza sull'emettitore.

maggior pericolo per i semiconduttori è costituito dalla temperatura o, per meglio dire, da tutti quei fenomeni che direttamente o indirettamente possono essere causa di un eccessivo aumento di temperatura anche in un solo punto della giunzione (transitori di corrente, riscaldamenti eccessivi durante l'operazione di saldatura, elevata potenza dissipata nella giunzione, ecc.).

Vale la pena di notare ancora che, tra le caratteristiche indicate, il valore limite, che è di interpretazione meno immediata, è quello relativo alla massima tensione collettore-emettitore. Infatti, mentre per le due giunzioni collettore-base ed emettitore-base prese separatamente i limiti di tensione e di corrente hanno l'identico significato di quelli comunemente indicati per i normali raddrizzatori, quando si considera la tensione massima tra collettore ed emettitore si nota che essa appare legata alle caratteristiche del circuito in cui il transistor è montato; in particolare essa è funzione della impedenza inserita tra base ed emettitore.

Questo particolare argomento è stato oggetto di studio ed esperienze da parte di diversi autori. Rimandiamo pertanto ai due articoli citati in calce (3) coloro che fossero interessati ad esaminarlo più da vicino. Ci limiteremo quindi a segnalare questo fenomeno per sottolineare il fatto che, quando si intende utilizzare un transistor al massimo delle sue prestazioni, si dovrà tener presente che, perchè esso sopporti senza danno la massima tensione ammissibile fra collettore ed emettitore, la impedenza posta tra base ed emettitore dovrà essere di valore tanto più basso quanto più alta è la temperatura della giunzione. Inoltre sarà in ogni caso preferibile, se appena è possibile, polarizzare in senso inverso il diodo base-emettitore (quando il transistor non deve condurre) con una tensione di valore adeguato. Il valore minimo necessario di detta tensione viene solitamente indicato dal fabbricante.

Un altro elemento che compare nella indicazione dei limiti massimi non superabili, è il tempo entro il quale deve essere valutato il valore medio della corrente massima che può circolare in una giunzione. Detto tempo, (denominato tempo d'integrazione « averaging time ») rappresenta l'intervallo massimo di tempo compreso tra i limiti entro i quali si deve integrare la funzione che rappresenta la grandezza elettrica in questione [per es.: $I_b = f(t)$].

In ogni caso il valore medio di detta funzione, valutato nell'intervallo sopra detto, non deve superare il limite massimo (del valore medio) indicato dal fabbricante. La necessità di precisare il tempo d'integrazione per alcune grandezze elettriche relative a certi componenti può essere meglio compresa con l'esempio che segue.

La corrente di picco massima di base di un transistor è per es. di 125 mA mentre il valore massimo consentito per la corrente media (valutata entro 20 m sec.) è di 20 mA. È evidente che, se si prescindesse dal tempo d'integrazione sopra

(3) « Transistor Avalanche Voltage » - L. van Biljon - Electronic Technology - Febb. '60. « The Junction Transistor as a Switching Device » - C. Le Can-Philips Technical Library.

Fig. 3 - Circuito equivalente della fig. 2.

precisato, la corrente che si potrebbe far circolare nella base del transistor potrebbe essere di 120 mA per un tempo per es. di 1 sec. ed essere nulla per un intervallo successivo di 5 sec. Nel tempo complessivo di 6 sec. la corrente media risulterebbe pertanto:

$$\frac{120.1}{6} = 20 \text{ mA},$$

quindi entro i limiti indicati, ma la giunzione interna del transistor subirebbe un riscaldamento eccessivo.

Per evitare ciò è pertanto necessario imporre un limite al tempo per cui la grandezza interessata può superare il valore medio stabilito, sempre restando ovviamente al di sotto del massimo valore di picco.

Nel caso più generale, quando la grandezza in esame varia secondo una funzione irregolare, può darsi il caso che si debba verificare in più punti, eventualmente mediante integrazione grafica, che il valore medio indicato non venga superato (v. fig. 1).

1.3 Deriva termica

Si può senz'altro affermare che questo costituisce il problema per eccellenza dei circuiti transistorizzati. Non esiste infatti testo sui semiconduttori che non dedichi un capitolo a questo argomento. Dobbiamo tuttavia osservare che nella bibliografia reperibile vengono prevalentemente esaminati circuiti anche complessi ma con potenze di gioco relativamente modeste, per cui le variazioni della corrente di collettore (e dei parametri ad essa legati) vengono studiate soltanto come diretta conseguenza delle possibili variazioni della temperatura ambiente.

Quando invece la potenza dissipata internamente al transistor è tale da causare un sensibile aumento della temperatura della giunzione rispetto a quella ambiente, è evidente che ci si dovrà preoccupare, oltre che di rendere stabile le condizioni di lavoro del transistor come amplificatore, di evitare che in ogni caso la temperatura della giunzione possa superare il valore massimo consentito.

Il problema della stabilità termica del transistor, pur riguardando sostanzialmente lo stesso fenomeno, assume aspetti diversi a seconda del tipo di circuito che viene preso in esame.

Infatti, nel caso si tratti di amplificatori di segnali alternativi, per bassa od alta frequenza, funzionanti con bassi livelli di segnale, la stabilità del transistor viene studiata con riferimento all'eventuale deriva termica del punto di lavoro sulla retta di carico, tenendo presente sia l'ampiezza del segnale utile che deve essere amplificato, sia le variazioni che possono subire i parametri caratteristici del transistor (impedenze d'ingresso e di uscita, guadagno di corrente, pendenza) in conseguenza delle variazioni della corrente di emettitore.

Quando invece la potenza utile nel carico è dell'ordine di grandezza della massima potenza dissipabile nel transistor, si verifica generalmente un aumento della temperatura della giunzione rispetto a quella ambiente. In questi casi il problema della stabilità termica viene esaminato facendo riferimento quasi esclusivamente al valore massimo che può raggiungere la

temperatura della giunzione nelle peggiori condizioni di funzionamento previste e cioè: temperatura ambiente massima, massima tensione di alimentazione e combinazione più sfavorevole dei valori dei parametri del transistor e dei componenti il circuito, scelti entro il loro campo di tolleranza. Il circuito verrà di conseguenza dimensionato in modo da impedire che il riscaldamento provocato dalla potenza dissipata internamente non sia causa di un aumento progressivo della temperatura della giunzione (thermal runaway).

In generale, la stabilità termica dei transistor montati nei circuiti amplificatori convenzionali viene studiata prendendo in considerazione quella parte del circuito che fa capo ai terminali di base e di emettitore del transistor (v. figg. 2 e 3).

$$V_B = -E.R_2/(R_1 + R_2)$$

$$R_B = R_1.R_2/(R_1 + R_2)$$

Si può dimostrare che per la corrente di collettore vale con sufficiente approssimazione, la seguente espressione:

$$I_c = S(I_{CBO} + \frac{V_B - V_{BE}}{R_B + R_E}) \qquad (1)$$

in cui:

$$S = \beta \frac{R_B + R_E}{R_B + \beta R_E} \qquad (2)$$

Il fattore S viene comunemente denominato fattore di stabilità dello stadio di amplificazione. Esso è funzione del coefficiente di amplificazione di corrente β (aumenta all'aumentare di quest'ultimo) e del rapporto R_B/R_E (diminuisce al diminuire di R_B/R_E, vedi fig. 4).

Con riferimento alla formula (1) si nota anzitutto che le grandezze variabili con la temperatura della giunzione sono: il coefficiente β, la corrente di dispersione I_{CBO} e la tensione base-emettitore V_{BE}. Appare pertanto evidente che, per contenere le variazioni di I_c entro limiti sufficientemente ristretti è necessario che il valore del fattore di stabilità S sia il più piccolo possibile. Una volta note le escursioni massime dei suddetti parametri variabili con la temperatura, il diagramma della fig. 4 permette di ricavare il valore che deve assumere il rapporto R_B/R_E per mantenere entro i limiti prefissati le variazioni di I_c. Dalla (1) risulta inoltre che il valore di I_c è determinato quando, oltre al rapporto R_B/R_E, si è fissato il valore di R_E. A pari valore di I_c, quando aumenta R_E si deve aumentare V_B e quindi diventano percentualmente meno rilevanti le variazioni di I_c dovute alle tolleranze di produzione della tensione V_{BE} o alla variazione di essa con la temperatura.

In pratica S viene scelto di un valore compreso fra circa 4 e 20, a seconda delle esigenze cui deve soddisfare il circuito e tenendo presente che: 1) all'aumentare del grado di stabilità diminuisce la potenza utile che si può ricavare da uno stadio (per es. un classe A finale o pilota), 2) diminuisce il rendimento complessivo e 3) diminuisce, negli stadi accoppiati con condensatore, il guadagno complessivo dello stadio a causa della presenza della resistenza R_B in parallelo all'impedenza d'ingresso del transistor.

Sulla base di quanto sopra esposto, è possibile stabilire una serie di formule pratiche che consentono di progettare un amplificatore con il grado di stabilità desiderato. È bene ricordare, a questo proposito, che nel caso di amplificatori per segnali a basso livello, i fenomeni che si

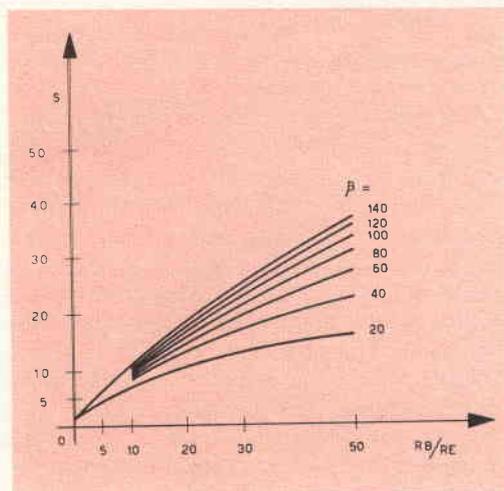



Fig. 4 - Fattore di stabilità S in funzione del rapporto R_B/R_E con β come parametro.

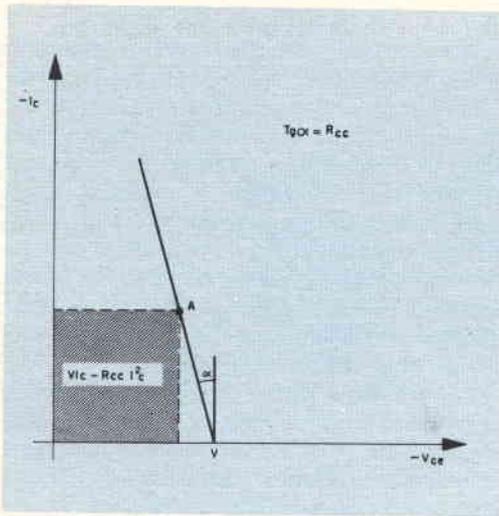



Fig. 5 - Rappresentazione grafica della potenza dissipata nel transistor montato in classe A.

cerca di evitare sono essenzialmente due: la distorsione che può introdurre lo stadio per la limitazione asimmetrica che può subire il segnale, come conseguenza della deriva del punto di lavoro, e l'eccessiva variazione dei parametri differenziali del transistor conseguente alle variazioni della corrente di collettore.

Negli amplificatori di potenza, l'aumento per effetto termico della corrente di collettore preoccupa il progettista non tanto per i fenomeni sopra accennati, ma per la temperatura massima che può raggiungere la giunzione e per l'eventuale verificarsi del vero e proprio fenomeno dell'instabilità termica, in conseguenza del quale si può andare incontro alla rapida distruzione del transistor stesso.

Anche per gli stadi di potenza, valgono le considerazioni viste in precedenza in quanto l'espressione della corrente di collettore che è stata indicata ha carattere generale. Si tratta ora di tener presente che: 1) l'aumento della temperatura della giunzione per effetto della dissipazione interna non è più trascurabile come lo è quasi sempre nel caso degli amplificatori di segnale a basso livello, 2) ogni aumento del grado di stabilità oltre a quello strettamente necessario comporta una diminuzione sensibile del rendimento complessivo dell'amplificatore e della potenza utilizzabile dallo stesso.

Allo scopo di illustrare più da vicino quanto fin qui esposto, ci proponiamo di dare qui di seguito delle indicazioni che riteniamo possano essere utili nella progettazione degli stadi di amplificazione per potenze relativamente elevate. Nel nostro caso particolare esamineremo gli amplificatori in classe A [un criterio analogo per gli amplificatori in classe B è stato illustrato nell'articolo citato in calce (4)].

Consideriamo un transistor montato con emettitore comune e avente un carico in c.c. (complessivo delle resistenze presenti sul ramo del collettore e su quello dell'emettitore) che indicheremo con R_{cc} (v. fig. 5). Sia V la tensione di alimentazione e K_{tot} la resistenza termica risultante di quella del transistor e dell'eventuale radiatore sul quale è montato.

Ciò premesso, sappiamo che la temperatura della giunzione può essere valutata in base alla relazione:

$$T_j = T_{amb} + K_{tot} \; P_c \qquad (3)$$

in cui:

$$P_c = VI_c - R_{cc} I^2_c \qquad (4)$$

Sostituendo la (4) nella (3) si ottiene:

$$T_j = T_{amb} + K_{tot} (V \; I_c - R_{cc} \; I^2_c) \qquad (5)$$

Nel piano cartesiano (I_c, T_j) la (5) rappresenta una parabola con asse orizzontale che taglia l'asse della temperatura nel punto $T = T_{amb}$ ed il cui vertice ha per coordinate:

$$T_V (= T_{jmax}) = T_{amb} + K_{tot} V^2/4 R_{cc} \qquad (6)$$

$$I_V = V/2 R_{cc} \qquad (7)$$

Dalla (6) si deduce che, indipendentemente dal grado di stabilità dello stadio, la temperatura massima della giunzione potrebbe essere mantenuta al di sotto del valore massimo ammissibile scegliendo la resistenza R_{cc} di valore opportuno (5).

(4) « Temperature stability of transistor class B amplifiers » - MULLARD - Technical Communications - Volume 3 number 29 - March 1958.

Va notato tuttavia che per potenze di uscita relativamente elevate, l'impiego di una resistenza R_{cc} del valore calcolato come sopra detto limiterebbe oltre il necessario la potenza utile ottenibile con un determinato tipo di transistor. Pertanto si presenta in questi casi la necessità di valutare in modo più rigoroso il grado di stabilità dello stadio di amplificazione ed il valore massimo che può raggiungere la temperatura della giunzione.

Un primo criterio che ci consente di valutare le condizioni di funzionamento dello stadio potrebbe essere il seguente (6).

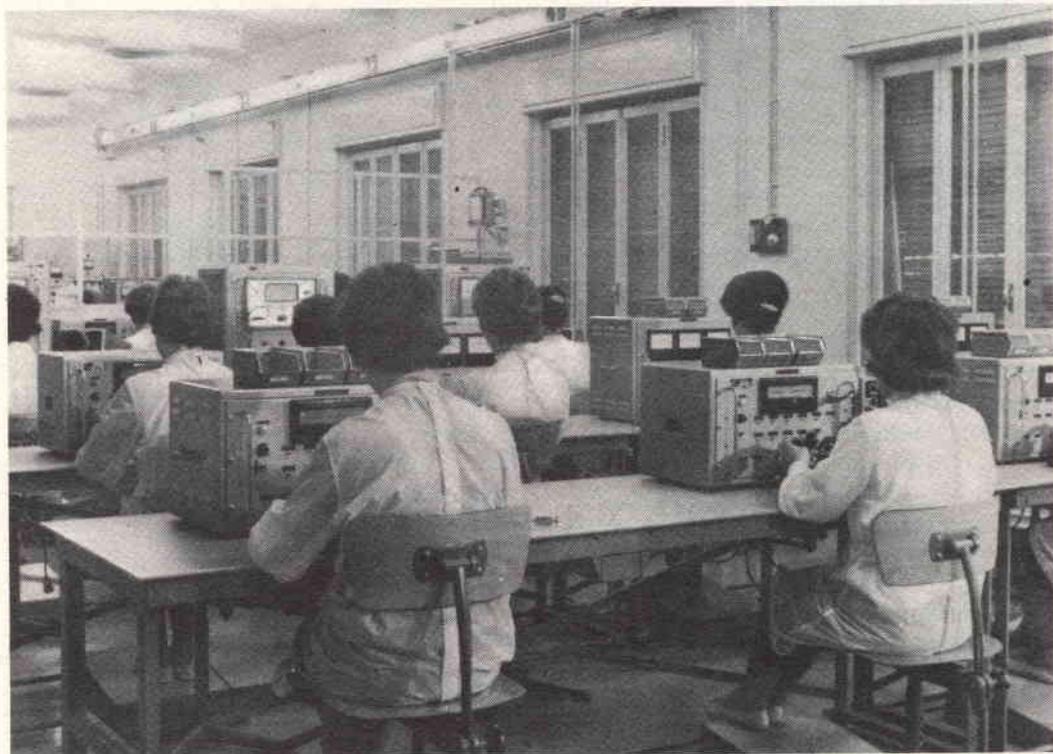
Dalla (3) si deduce che il coefficiente K_{tot} ($= dT_j/dP_c$) rappresenta l'incremento che subisce la temperatura della giunzione per unità di potenza dissipata nel collettore. D'altra parte dalla (4), tenendo conto che I_c è funzione della temperatura [v. la (1)] si può dedurre l'espressione di un secondo coefficiente $\lambda = dP_c/dT_j$ che esprime l'aumento della potenza dissipata al collettore per un grado centigrado di aumento della temperatura della giunzione. Supponendo che la temperatura della giunzione subisca, per una causa qualsiasi un incremento ΔT_{j_1}, ne conseguirà un incremento della potenza dissipata $\Delta P_c = \lambda \cdot \Delta T_{j1}$ che causerà a sua volta un aumento di T_j pari a $K_{tot} \cdot \Delta P_c = K_{tot} \cdot \lambda \cdot \Delta T_{j_1}$. Perchè non si verifichi il fenomeno dell'instabilità termica sarà perciò necessario che il secondo aumento di temperatura sia inferiore al primo e cioè:

$\Delta T_{j_2} = K_{tot} \cdot \lambda \cdot \Delta T_{j_1} \leqslant \Delta T_{j_1}$ quindi $K_{tot} \cdot \lambda \leqslant 1$.

Soltanto quando $K_{tot} \cdot \lambda < 1$ la serie dei successivi incrementi di temperatura è convergente ed ha per somma:

$$\Delta T_{j_1}/(1 - K_{tot} \cdot \lambda).$$

In questo caso la temperatura finale della giunzione risulta:

$$T_j \text{ finale} = T_j \text{ iniziale} + \Delta T_{j_1}/(1 - K_{tot} \cdot \lambda).$$

Banchi di collaudo di transistor Philips per alta e bassa frequenza.

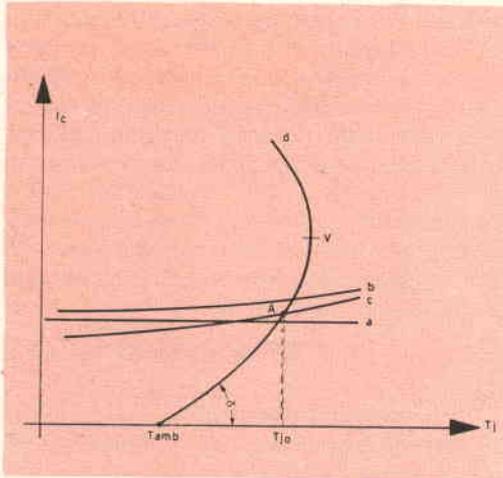



Fig. 6 - Deduzione con metodo grafico del punto di lavoro di uno stadio amplificatore a transistor montato in classe A (1° metodo).

Lo studio della stabilità termica basato su queste considerazioni si rivela poco pratico per due motivi fondamentali: anzitutto è di difficile valutazione il fattore λ, essendo esso legato a più di un parametro del transistor, secondariamente la formula sopra indicata sarebbe valida solo se K_{tot} e λ fossero costanti, il che non è, almeno per il fattore λ, come risulta immediatamente osservando l'espressione (4) ed i termini che compaiono nell'espressione di I_c.

Pertanto riteniamo che, tra i sistemi proponibili, uno dei più validi sia ancora quello grafico che, come si vedrà in seguito, consente di fare un'analisi più aderente alla realtà.

Riprendiamo quindi ancora le espressioni (1) e (5) e riportiamole in grafico come rappresentato in fig. 6. È evidente che il valore della corrente di collettore a regime e la temperatura della giunzione ad essa corrispondente sono rappresentati dalle coordinate del punto d'intersezione delle due curve **c** e **d** che rappresentano nel diagramma le espressioni di cui sopra. Spostando il grafico della parabola in senso orizzontale si possono ricavare i valori di I_c e T_j corrispondenti a tutti i possibili valori che può assumere la temperatura ambiente. Appare chiaro che il metodo fin qui esposto permette di controllare con soddisfacente accuratezza sia la stabilità termica dell'amplificatore che la temperatura massima raggiunta nella giunzione. Inoltre esso mette in evidenza in quale senso si debbano modificare, se necessario, i valori di quei componenti che erano stati preventivamente scelti dal progettista in base a un criterio puramente pratico. Solitamente infatti si prefissano i valori di S ed R_E e quindi si calcolano gli altri componenti del circuito quando sono note le caratteristiche medie dei transistor che si intendono impiegare.

Una volta determinati i valori dei componenti fissi, si passa al controllo grafico della stabilità dello stadio supponendo che in esso venga montato quel transistor che dal punto di vista termico presenta le caratteristiche più sfavorevoli [massima corrente I_{CBO}, massimo β, minima tensione V_{BE} (7)].

Scomponendo in tre termini la parte in parentesi dell'espressione (1) si vede che la corrente del collettore è costituita da tre componenti:

1) $I_{c_1} = SV_B/(R_B + R_E)$ (Pressochè indipendente dalla temperatura),

2) $I_{c_2} = SI_{CBO}/(R_B + R_E)$ (Variabile esponenzialmente con la temperatura),

3) $-I_{c_3} = -SV_{BE}/(R_B + R_E)$ (Inversamente proporzionale alla temperatura).

L'andamento del secondo termine (I_{c_2}) si deduce facilmente dai dati forniti dal fabbricante [curva della funzione $I_{CBO} = f(T_j)$] oppure ricordando che la corrente di dispersione I_{CBO} varia con la temperatura secondo una legge che si può, con suffi-

(5) $R_{cc} \geqslant K_{tot}\, V^2/4\ (T_{jmax} - T_{amb})$.

(6) PHILIPS - « Transistor for radio receivers and A.F. amplifiers - monografia 20/653/D/E-5-'58.

(7) In pratica si riscontra che una simile eventualità è molto improbabile e pertanto riterremmo più aderente alla realtà considerare come caso peggiore quello in cui si possa avere, per una data I_c, la minima tensione V_{BE}, la massima I_{CBO} ed un guadagno di corrente β di valore pari a quello tipico medio indicato dal fabbricante.

I TIPI DI CINESCOPI AUTOPROTETTI RAYTHEON - ELSI SONO STATI APPROVATI DAI PRINCIPALI ENTI MONDIALI DEL SETTORE TRA I QUALI L'UNDERWRITER LABORATORIES, IL CANADIAN STANDARDS, IL VERRAND DEUTSCHER ELEKTROTECHNIKER (VDE). OTTEMPERANO ALLE NORME SULLA SICUREZZA DEI TELEVISORI SECONDO LE PRESCRIZIONI CNR / CEI / AEI (12/1) EDIZ. VIII - 63 CAP. 3° SEZ. 12)

cinturato

12'' 16'' 19'' 23'' 25''

Sequenza filmata della prova d'implosione: una sfera di acciaio Ø 2" impatta sul centro della faccia del cinescopio cadendo con moto pendolare dall'altezza di 2 metri.

LA CONVENIENZA ECONOMICA ED UN GRADO DI SICUREZZA CHE NON HA RISCONTRO IN NESSUN ALTRO SIMILARE SONO I PRINCIPALI MOTIVI PER I QUALI COSTRUTTORI DI TUTTO IL MONDO IMPIEGANO MILIONI DI CINESCOPI AUTOPROTETTI CON IL SISTEMA DELLA OWENS ILLINOIS

Questa è la prova che garantisce la completa sicurezza contro le implosioni dei televisori

★ Nessuna proiezione di frammenti!

RAYTHEON - ELSI S.P.A.

PALERMO

FILIALE ITALIA: Via F. Filzi, 25 A - MILANO

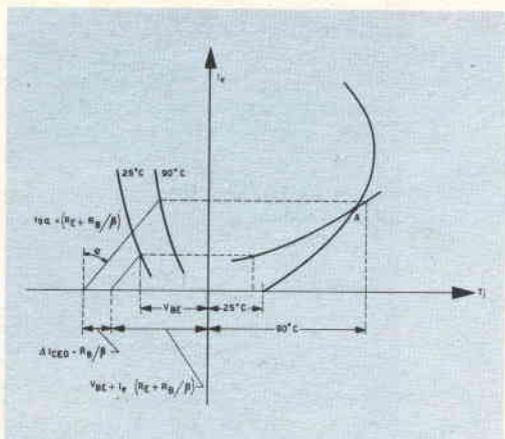



Fig. 7 - Deduzione con metodo grafico del punto di lavoro di un amplificatore a transistor montato in classe A (2° metodo).

ciente approssimazione, rappresentare nel modo seguente:

$$I_{CBO}\,(T_j) = I_{CBO}\,(25\,^{0}C) \cdot e^{c(Tj-25)}$$

nella quale la costante c vale circa 0,085-0,09 (per il germanio). Il terzo termine $(-I_{c_3})$ può essere calcolato conoscendo la tensione V_{BE} corrispondente al valore di I_c di progetto e tenendo conto che detta tensione diminuisce, a corrente costante, di circa 2-2,5 mV per ogni aumento di grado centigrado della temperatura T_j. In realtà la tensione V_{BE} varia anche con la corrente di collettore ma dovendo mantenere entro limiti ristretti le variazioni di quest'ultima (nel caso della classe A), l'errore che si commette considerando V_{BE} indipendentemente da I_c è nel nostro caso trascurabile.

Il metodo esposto permette inoltre di dedurre quale dovrebbe essere l'andamento della tensione di polarizzazione V_B quando si desiderasse mantenere il più possibile costante la corrente di collettore al variare della temperatura ambiente. È questo il caso di quando si impiegano le resistenze a coefficiente di temperatura negativo per realizzare il partitore di polarizzazione della base.

Desiderando tener conto, per una maggior precisione, della variazione della tensione V_{be} dovuta sia alla temperatura, sia al variare della corrente di collettore, conviene procedere nel modo seguente (vedi fig. 7).

A sinistra dell'asse delle correnti si tracciano le curve $V_{be} = f\,(I_e)$ per le diverse temperature che interessano. Ogni curva risulterà spostata parallelamente all'altra della quantità $(2 \div 2{,}5)\,(\Delta T)$ mV. Scelto il punto I_e (nom.), V_{be} (nom.), sulla curva corrispondente a 25 °C, si traccia una retta passante per questo punto e con inclinazione $(R_E + R_B/\beta)$ rispetto alla verticale. L'intersezione di questa retta con l'asse delle tensioni ha un'ascissa pari a $V_{BE} + I_E\,(R_E + R_B/\beta)$. Ricorrendo alla (1) e ricordando che:

$$I_{CEO} = (1 + \beta)\,I_{CBO} \text{ e } I_C = I_e\beta/\,(1 + \beta) + I_{CBO},$$

l'espressione che rappresenta l'ascissa d'intersezione si trasforma nella seguente:

$$V_B + (R_B/\beta) \cdot I_{CEO}.$$

Per ogni aumento Δ T della temperatura della giunzione, l'intersezione sull'asse della ascissa si sposterà della quantità $\Delta\; I_{CEO}\; R_B/\beta$ ed il corrispondente valore della corrente di emettitore sarà dato dall'ordinata del punto comune alla retta inclinata ed alla curva $V_{BE} = f\,(I_E)$ corrispondente alla temperatura fissata. Trasportando le ordinate dei vari punti nel quadrante di destra si trova il diagramma della corrente di emettitore in funzione della temperatura della giunzione. Il valore della corrente di emettitore corrispondente ad una data temperatura ambiente si trova per intersezione con la parabola di cui si è già parlato.

2. Il transistor come interruttore

È innegabile il fatto che i transistor, come amplificatori di segnali alternativi devono, nonostante i notevoli progressi fatti in questi ultimi anni, lasciare il passo alle valvole ancora in numerose applicazioni. Queste ultime, anche in virtù della continua evoluzione che hanno subito, presentano delle caratteristiche superiori specialmente per quanto riguarda la po-

Misura del guadagno di potenza a 100 MHz.

tenza utile di uscita, la massima frequenza di funzionamento ed il fattore di rumore.

Nei circuiti funzionanti a regime impulsivo, il transistor ha trovato invece già da diversi anni il suo naturale campo di utilizzazione offrendo, rispetto alle valvole, considerevoli vantaggi (bassa tensione di saturazione e quindi elevato rendimento, ingombro ridotto, assenza di filamento). Inoltre con il perfezionamento delle nuove tecniche di fabbricazione, anche la velocità massima di funzionamento è stata elevata ad un punto tale da rendere possibile la loro utilizzazione in qualsiasi applicazione della tecnica digitale.

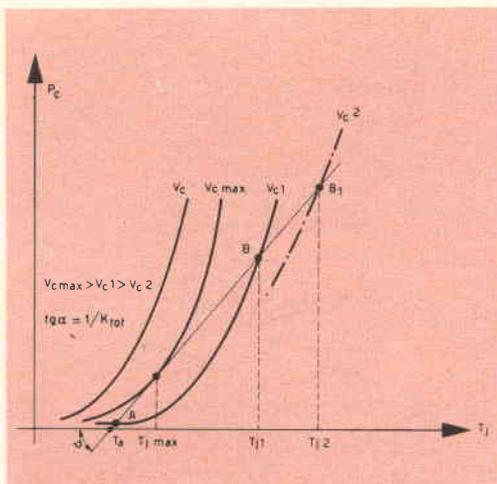



Fig. 8 - Analisi grafica della stabilità termica di un transistor impiegato come interruttore con carico ohmico.

Quanto alla progettazione dei relativi circuiti, il diverso comportamento del transistor in regime impulsivo rispetto a quello delle valvole, ha richiesto una sostanziale modifica dei criteri di dimensionamento del circuito stesso.

Ci limiteremo a richiamare l'attenzione sul fatto che, anche quando il transistor viene utilizzato come interruttore, possono verificarsi dei fenomeni di instabilità termica od anche di rapida distruzione del transistor stesso.

Quanto segue servirà inoltre a giustificare alcune limitazioni, di per sè poco evidenti, che compaiono talvolta nei dati di pubblicazione dei transistor di potenza per commutazione.

Sappiamo che la corrente di dispersione I_{CBO} (che circola nel collettore quando il transistor è bloccato: ($I_{EBO} \simeq 0$) aumenta con la temperatura secondo una legge esponenziale e, in misura minore, anche all'aumentare della tensione di collettore.

Ciò premesso, supponiamo che un transistor, utilizzato in un circuito di commutazione con un carico ohmico, si trovi con la giunzione ad una determinata temperatura T_j quando si annulla improvvisamente il segnale all'ingresso ed il diodo base-emettitore viene bloccato con una tensione opportuna. In quell'istante, la corrente di dispersione avrà il valore:

$$I_{CBO}(T_j) = [I_{CBO}(25°C) + (V_c - V_{co})/R_c] \times \times e^{c(Tj-25)}$$

in cui:

V_{co} = tensione alla quale è data I_{CBO} a 25°C.

V_c = tensione di lavoro sul collettore.

R_c = resistenza di uscita del transistor bloccato.

Corrispondentemente la potenza istantanea dissipata nel transistor sarà

$$P_c = V_c \cdot I_{CBO}(T_j).$$

$$V \begin{cases} x = T_{amb} + K_{tot} + \dfrac{V^2}{4 R_{cc}} \\ y = \dfrac{V}{2 R_{cc}} \end{cases}$$

$$t_g\alpha = 1/K_{tot} \cdot V$$

$$(a) = S \cdot \frac{V_B}{R_B + R_E}$$

$$(b) = S\left(I_{CBO} + \frac{V_B}{R_B + R_E}\right)$$

$$(c) = S\left(I_{CBO} + \frac{V_B + V_{BE}}{R_B + R_E}\right)$$

$$(d) = T_j = F(I_c) = T_{amb} + K_{tot} V I_c - K_{tot} R_{cc} \cdot I_c^2.$$

Per ogni valore di V_c si possono allora tracciare i diagrammi delle funzioni $P_c = f(V_c)$ (v. fig. 8). Ricordando ora l'espressione che lega la potenza P_c alla temperatura T_j attraverso la temperatura ambiente T_{amb} e la resistenza termica complessiva K_{tot}, possiamo scrivere:

$$P_c = T_j/K_{tot} - T_{amb}/K_{tot}$$

che rappresenta una retta uscente da un punto dell'asse delle ascisse (di coordinate T_{amb}, 0) e inclinata rispetto a quest'ultime dell'angolo α = arctg $(1/K_{tot})$.

Fissata la temperatura ambiente T_a e la costante K_{tot} (e quindi la posizione della retta) si vede che, a seconda del valore di V_c le curve ad andamento esponenziale (risulteranno tali quando, a vantaggio della stabilità, si trascura la presenza del carico ohmico sul collettore) possono trovarsi tutte al di sopra della retta, od esserle tangenti, od ancora intersecarla in

due punti. Nel primo caso il circuito sarà comunque instabile per qualsiasi valore della temperatura T_j; nel secondo, la tensione V_c corrispondente alla curva tangente sarà la massima tollerabile e la temperatura interna del transistor prima della commutazione non potrà essere superiore all'ascissa del punto di tangenza. Nel terzo caso i punti d'intersezione A_1 - B_1, A_2 - B_2, etc., rappresentano una condizione di equilibrio rispettivamente stabile (punti A) e potenzialmente instabile (punti B). Per ogni valore di V_c, inferiore alla $V_{c\ max}$ precedentemente stabilita, la massima temperatura ammissibile nella giunzione è quella dell'ascissa del punto B.

Per ogni valore di T_{amb} si può costruire, per ogni tipo di transistor, un diagramma $V_c = f(T_{Jmax})$ (v. Philips Handbook Semiconductors - caratteristiche dei transistor OC 76 o OC 77).

Come avevamo premesso, le conclusioni cui siamo pervenuti valgono solo quando il carico del transistor ha carattere puramente ohmico. Infatti, quando il carico è, per esempio, induttivo, le sovratensioni che si generano all'apertura virtuale del transistor possono danneggiare irrimediabilmente il transistor stesso. In questi casi il pericolo viene evitato disponendo in parallelo al carico uno o più elementi (gruppo serie R-C, diodo resistenza non lineare tipo VDR, etc) atti a limitare opportunamente l'ampiezza delle sovratensioni sopra accennate.

A questo proposito sarà bene ricordare il particolare andamento delle caratteristiche (I_c - V_{cc}) del transistor bloccato (v. fig. 9). Infatti, dopo aver introdotto gli elementi di smorzamento, ci si dovrà assicurare che, durante il ritorno alle condizioni di interdizione, la traiettoria percorsa dal punto P non vada ad interessare la caratteristica di blocco corrispondente alle condizioni di lavoro. In caso contrario il picco di potenza che viene dissipata nella giunzione potrebbe durare un tempo sufficiente a danneggiare il transistor. Il rilevamento simultaneo degli oscillogrammi della tensione e della corrente ci consentiranno di verificare le condizioni di cui sopra.

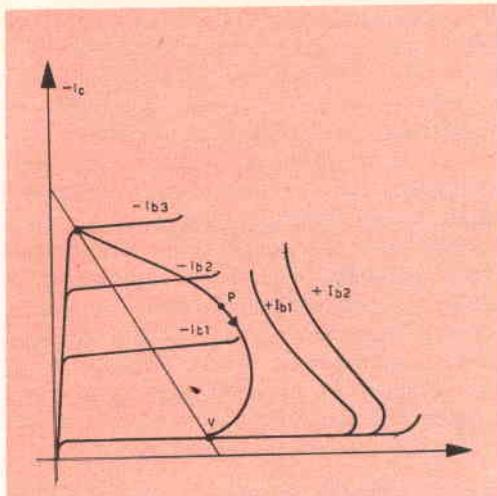



Fig. 9 - Grafico dei valori istantanei della tensione e della corrente di collettore (coordinate del punto P) di un transistor usato come interruttore con carico induttivo.

Resta tuttavia da considerare un importante elemento, e cioè il picco massimo di energia che può sopportare la giunzione durante la commutazione.

Purtroppo, pur essendo stato l'argomento oggetto di studio da parte di diversi autori, a tutt'oggi non vengono forniti al progettista i dati necessari per valutare con sicurezza le condizioni di funzionamento del transistor.

Questa situazione è almeno in parte giustificata da due motivi fondamentali. Il primo è che lo studio teorico dell'andamento della temperatura nella giunzione, cui vengono trasferiti degli impulsi di energia con una certa frequenza, richiede siano formulate delle ipotesi semplificative sulla configurazione geometrica della struttura interna del transistor e quindi conduce a delle conclusioni che non possono essere facilmente generalizzate. Il secondo è che il dedurre per via sperimentale, per ogni tipo di transistor o di raddrizzatore, un diagramma completo della resistenza termica transitoria comporta, a parte le non trascurabili difficoltà tecniche, un notevole aumento della serie di misure e controlli di fabbricazione che si operano normalmente sui semiconduttori con un conseguente sensi-

bile aumento del costo finale. Possiamo comunque affermare che in questi ultimi anni sono stati fatti dei considerevoli passi avanti anche in questa direzione. Infatti sono già disponibili, per alcuni raddrizzatori di potenza, i diagrammi della resistenza termica transitoria, mediante i quali è possibile valutare analiticamente l'andamento nel tempo della temperatura della giunzione quando la potenza viene ad essa applicata sotto forma impulsiva. Recenti esperienze (8) condotte da altri autori inducono ad essere abbastanza ottimisti circa la capacità dei transistor a sopportare senza danno transitori di potenza di notevole intensità.

La situazione attuale in merito a tale problema ci autorizza a sperare che in un futuro abbastanza prossimo questa lacuna, nella serie dei dati caratteristici relativi ai semiconduttori in generale, possa essere colmata.

(8) I. D. Andrews and E. D. Jones - « Transistors and High Power Pulses » - Electr. Eng. - April 1962.

Bibliografia

L. P. HUNTER - « Semiconductors Handbook ». - Mc Graw - Hill - 1956.

D. DEWJTT and A. L. ROSSOFF - « Transistors Electronics ». - Mc Graw - Hill - 1957.

WOYFENDALE - « The Junction Transistor and its applications ». - Heywood & Company Ltd. - 1958.

C. LE CAN - « The Junction Transistor as a switching device ». - Philips Technical Library.

L. VAN BJLJON - « Transistor avalanche voltage ». - Electr. Techn. feb. 1960.

J. D. ANDREWS and E. D. JONES - « Transistors and High Power Pulses ». - Electr. Engin. apr. 1962.

E. J. DJEBOLD and WERNER LUFT - « Transient Thermal Impedance of Semiconductor devices ». - Conference Paper - AIEE n. CP - 60-68.

F. W. GUTZWJLLER and T. P. SJLVAN - « Power Semiconductor Ratings Under Transient and Intermittent Loads ». - Conference Paper AIEE n. CP - 60-69.

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI

(cont. dal N. 11-1965)

LA INTERPRETAZIONE DEI SIMBOLI CHE COMPAIONO NELLE TABELLE SI PUÒ TROVARE NEL N. 2-1965

SPIEGAZIONE DELLE SIGLE DEI COSTRUTTORI

SPR = Sprague Electric Co.
CRY = Crystalonics
TEC = Transitron Electronic Corp.
NAS = National Semicon. Corp.
MOTA = Motorola Semicon. Products
GIC = General Instrument Corp.
SIGH = Siemens and Halske Aktien-gesellschaft
INTG = Intermetall
SSD = Sperry Semiconductor Div.
RAYN = Raytheon Semiconductor Division
PHIN = Philips Gloeilam-penfabrieken
TIIB = Texas Instruments Ltd.
HUGS = Hughes International (U.K.) Ltd.
FERB = Ferranti Ltd.
TII = Texas Instruments
SYL = Sylvania Semiconductor Div.
FSC = Fairchild Semiconductor Division
BRUB = Brush Crystal Co.
TAGS = Transistor AG
NONE = non specificato
HUG = Hughes Products, Semicon Div.

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL SILICIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW) / MASSIMA TEMPERATURA	VALORI LIMITE 25°C BVCBO (V)	BVCEO Ø-BVCES §-BVCER (V)	BVEBO (V)	Ic (mA)	ICBO Max. con VCB max. a 25 °C (µA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C – POLARIZZAZIONE VCB Ø-VCE (V)	IE Ø-Ic Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE hoe (umho)	hie (ohm)	hre (×10⁻⁴)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
2N3318 Δ	150	12.0$	.77$S	10	6.0	10	50	1nØ							6.0	PA	SPR
2N858 Ø	150	14.0$	.77$A	40	40	25	50	1.0	.50Ø	5.0Ø	20†	38	1.4K	3.5	5.0	PA	CRY
2N859	150	14.0$	.77$A	40	40	25	50	1.0	.50Ø	5.0Ø	35†	50	2.5K	3.5	5.0	PAΔ	CRY
2N860	150	14.0$	.77$A	25	25	20	50	1.0	.50Ø	5.0Ø	20†	35	1.4K	3.5	5.0	PAΔ	CRY
2N862	150	14.0$	.77$A	15	15	10	50	1.0	.50Ø	5.0Ø	20†	35	1.4K	3.5	5.0	PAΔ	CRY
2N1118A	150	18.0*	.76$J	25	25	10	50	1.0	6.0Ø	1.0	25	b1.5	50		6.0	A	CRY
2N2165	150	18.0$	.77$S	30		30		.02Ø	6.0Ø	1.0	25				6.0	S	SPR
2N2166	150	18.0$	.77$S	15		15		.02Ø	6.0Ø	1.0	25				6.0	S	SPR
2N1119 Ø	150	20.0$	.76$	10	10	10	50	.10	.50	15	25†				6.0	PA	CRY
2N2162 Δ	150	20.0$	.77$S	30		30		.01Ø	3.0Ø	1.0	35				6.0	S	SPR
2N2163 Δ	150	20.0$	.77$S	15		15		.01Ø	3.0Ø	1.0	35				6.0	A	SPR
2N2377	150	20.0$	.77	25	25	10	50	1.0	6.0Ø	1.0Ø	30	b1.5	40		6.0	A	SPR
2N2378	150	20.0$	.77$S	10	10	10	50	.10	.50Ø	15Ø	25†				6.0	A	SPR
2N1118	150	21.0*	.77$	25	25	.10	50	1.0	6.0Ø	1.0	30	35	1.4K	3.5	6.0	PA	CRY
2N861	150	22.0$	.77$A	25	25	20	50	1.0	.50Ø	5.0Ø	35†	50	2.5K	3.5	5.0	PAΔ	CRY
2N863	150	22.0$	.77$A	15	15	10	50	1.0	.50Ø	5.0Ø	35†	50	2.5K	3.5	5.0	PAΔ	CRY
2N864	150	22.0$	.77$A	6.0	6.0	6.0	50	.10Ø	.50Ø	5.0Ø	35†	50	2.5K	3.5	5.0	PAØ	CRY
2N2280 Δ	150	24.0$	.77$S	10	6.0	10	50	3nØ							7.0	PA	CRY
2N3319 Δ	150	24.0$	.77$S	10	6.0	10	50	3nØ							7.0	PA	SPR
2N496/18Ø	150	28.8$Δ	.77$S	10	10#	10	50	.10	.50Ø	15Ø	15†Δ				12Ø	S	SPR
2N2167	150	36.0$	.77$S	12		12		.02Ø	6.0Ø	1.0	38				6.0	S	SPR
2N2164 Δ	150	44.0$	.77$S	12		12		.02Ø	3.0Ø	1.0	40				6.0	S	SPR
TMT1132	150	50$Δ	1.0$J	50	35Ø	5.0		1.0Ø	10Ø	150Ø	30†#Δ				45Ø	ME	TEC
2N865	150	52.0$	.77$A	10	6.0	10	50	.10Ø	.50Ø	5.0Ø	75†	110	5.0K	6.5	5.0	PA	CRY
TMT1131	150	60$Δ	1.0$J	50	35Ø	5.0		1.0Ø	10Ø	150Ø	20†#Δ				45Ø	ME	TEC
2N2370	200	1.00	.88$J	15	15	15	50	50	4.0Ø	.025Ø	15Δ				15Ø	AØ	NAS
2N2371	200	1.00	.88$J	15	15	15	50	50	4.0Ø	.025Ø	20Δ				15Ø	AØ	NAS
2N3307	200	300$Δ	.88$J	40	35	3.0	50	.01Ø	10Ø	2.0Ø	20Δ				1.3Ø	EA	MOTA
2N3308	200	300$Δ	.88$J	30	25	3.0	50	.01Ø	10Ø	2.0Ø	10Δ				1.6Ø	EA	MOTA
GT1644	225	2.00	.55$S			12		10	6.0Ø	1.0	15	b1.0	35	20		A	GIC
BCY29	230*	.50	.45$J	60	60	30	50	.10Ø			25	30	100	3.0	45	A	SIHG
BCY27	230*	1.00	.45$J	30	25	30	50	.10Ø			35	30	1000	3.0	45	A	SIHG
BCY28	230*	1.50	.45$J	30	25	30	50	.10Ø			55	40	1400	4.0	45	A	SIHG
OC430	240		.52$J	10	10		50	2.0	5.0Ø	1.0	15	50	900	10	40	A	INTG
OC440	240		.52$J	30	30		50	2.0	5.0Ø	1.0	15	30	900	10	40	A	INTG
OC445	240		.52$J	50	50		50	2.0	5.0Ø	1.0	15	30	900	10	40	A	INTG
OC450	240		.52$J	75	75		50	2.0	5.0Ø	1.0	20	25	1100	6.0	40	A	INTG
OC460	240		.52$J	10	10		50	2.0	5.0Ø	1.0	30	70	1400	7.0	40	A	INTG
OC465	240		.52$J	20	20		50	2.0	5.0Ø	1.0	30	70	1400	7.0	40	A	INTG
OC466	240		.52$J	10	10		50	2.0	5.0Ø	1.0	30	70	1400	7.0	40	A†	INTG
OC468	240		.52$J	10	10		50	2.0	5.0Ø	1.0	60	85	2300	10	40	A	INTG
OC469	240		.52$J	32	32$		50	2.0	.35Ø	20Ø	10†Δ					AΔ	INTG
OC470	240		.52$J	30	30		50	2.0	5.0Ø	1.0	30	40	1400	7.0	40	A	INTG
OC480	240		.52$J	125	125		50	2.0	5.0Ø	1.0	15	25	1100	6.0	40	A	INTG
OC443	240	1.00	.52$J	25	25	20	50	.10Ø	6.0Ø	1.0Ø	25				80Ø	A	INTG
OC449	240	1.00	.52$J	60	60	30	50	.10Ø	6.0Ø	1.0Ø	15				80Ø	A	INTG
OC467	240	1.50	.52$J	25	25	20	50	.10Ø	6.0Ø	1.0Ø	30				80Ø	A	INTG
OC463	240	5.00	.52$J	10	10		50	2.0	5.0Ø	1.0	30	100	1800		25	A	INTG
2N3342	250		.60$J	20	8.0	20	50	.02Ø	1.0Ø	5.0Ø	30†Δ				5.0	AΔ	SSD
2N3344 Δ	250		.60$J	30	30	30	50	.02Ø	.50Ø	1.0Ø	25†Δ				14	A	SSD
2N3345 Δ	250		.60$J	50	50	50	50	5nØ	.50Ø	1.0Ø	15†Δ				16	A	SSD
2N3346 Δ	250		.60$J	50	50	50	50	5nØ	.50Ø	1.0Ø	25†Δ				14	A	SSD
2N3401 Δ	250	.10Δ	.50$S	25	25	25	100	.10Ø	5.0Ø	1.0Ø	4.0Δ				15Ø		NAS
2N327A	250	.20	.54$J	50	40	20	50	.10Ø	.50Ø	3.0Ø	15†	35	1000		70	FAΔ	RAYN
2N1034	250	.20	.54$J	50	40	20	50	1.0Ø	6.0	1.0Ø	15	15	900		70	FA	RAYN
2N1275	250	.20	.54$J	100	80	60	50	1.0Ø	.50Ø	1.0Ø	15†	11	1500	7.5	60	FAΔ	RAYN
2N1655	250	.20	.54$J	125	100	125	50	1.0Ø	.50Ø	1.0Ø	15†	11	1500	7.5	50	FAΔ	RAYN
2N1654	250	.25	.54$J	100	80	100	50	1.0Ø	.50Ø	1.0Ø	30†	11	1500	7.5	50	FAΔ	RAYN
2N1656	250	.25	.54$J	125	100	125	50	1.0Ø	.50Ø	1.0Ø	30†	11	1500	7.5	50	FAΔ	RAYN
BCY30	250	.25$Δ	.50$J	64	64	45	100	.10Ø	6.0Ø	1.0Ø	15Δ					AØ	PHIN
BCY31	250	.25$Δ	.50$J	64	64	45	100	.10Ø	6.0Ø	1.0Ø	25Δ					AØ	PHIN
2N328A	250	.30	.54$J	50	35	20	50	.10Ø	.50Ø	3.0Ø	30†	40	1700		70	FAΔ	RAYN
2N1035	250	.30	.54$J	50	35	20	50	1.0Ø	6.0	1.0Ø	30	40	1700		70	FA	RAYN
2N1037	250	.30	.54$J	50	35	20	50	1.0Ø	6.0Ø	1.0Ø	25	20	1400		70	FA†	RAYN
2N1623	250	.30	.54$J	50	20	20	50	1.0Ø	6.0Ø	1.0Ø	25†	35	1000		70	FAΔ	RAYN
BCY33	250	.40$Δ	.50$J	32	32	16	100	.10Ø	6.0Ø	1.0Ø	15Δ					AØ	PHIN
2N1036	250	.50	.54$J	50	30	20	50	1.0Ø	6.0	1.0Ø	60	50	2500		70	FA	RAYN
BCY34	250	.60$Δ	.50$J	32	32	16	100	.10Ø	6.0Ø	1.0Ø	25Δ					AØ	PHIN
2N1643	250	.70	.54$J	25	25	20	50	.001Ø	6.0Ø	1.0Ø	18	b	35		50	A	CRY

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL SILICIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz) **34**

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW)	MASSIMA TEMPERATURA	VALORI LIMITE 25°C BVCBO (V)	BVCEO Ø-BVCES §-BVCER (V)	BVEBO (V)	Ic (mA)	ICBO Max. con VCB max. a 25 °C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C — POLARIZZAZIONE VCB Ø-VCE (V)	IE Ø-Ic Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE hoe (umho)	hie (ohm)	hre (X10⁻⁴)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
2N2002	250	.80	.60§	J	30	5.0	30	100	.001	6.0	1.0					20⊘	A	NAS
2N2003	250	.80	.60§	J	30	5.0	30	100	.003	6.0	1.0					20⊘	A	NAS
2N2004	250	.80	.60§	J	50	15	50	100	50	6.0	1.0					8.0	A	NAS
2N2005	250	.80	.60§	J	50	15	50	100	50	6.0	1.0					10⊘	A	NAS
2N2006	250	.80	.60§	J	60	35	60	100	50	6.0	1.0					10⊘		NAS
2N2007	250	.80	.60§	J	60	35	60	100	.005	6.0	1.0					10⊘	A	NAS
2N938	250	1.00Δ	.60§	J	40	35	40	100	.025Ø	6.0Ø	1.0	15	b1.4	35	10	7.0	A	SSD
2N943 Δ	250	1.00Δ	.60§	S	40	18	40	50		6.0	1.0				25	7.0	A	SSD
2N944 Δ	250	1.00Δ	.60§	S	40	18	40	50		6.0	1.0				25	7.0	A	SSD
2N945 Δ	250	1.00Δ	.60§	S	50	50	50	50		6.0	1.0				25	7.0	A	SSD
2N946 Δ	250	1.00Δ	.60§	S	80	80	80	50		6.0	1.0				25	7.0	A	SSD
2N1024	250	1.00Δ	.60§	J	18	15	18	100	.025Ø	6.0Ø	1.0	15	b1.4	35	10	7.0	A	SSD
2N1025	250	1.00Δ	.60§	J	40	35	40	100	.025Ø	6.0Ø	1.0	15	b1.4	35	10	7.0	A	SSD
2N1025	250	1.00Δ	.70§	S	40	35	40		100	6.0	1.0	9.0Δ	b2.5⊘	75⊘	20⊘	12⊘		SSD
2N1474	250	1.00Δ	.60§	J	60	60	60	100	.05Ø	6.0	1.0	26	b1.4	40	10	7.0	A	SSD
2N1475	250	1.00Δ	.60§	J	60	60	60	100	.05Ø	6.0	1.0	60	b1.4	40	10	7.0	A	SSD
2N1476	250	1.00Δ	.60§	J	100	100	100	100	.20Ø	6.0	1.0	24	b1.4	45	10	7.0	A	SSD
2N1477	250	1.00Δ	.60§	J	100	100	100	100	.20Ø	6.0	1.0	45	b1.4	45	10	7.0	A	SSD
2N1919 Δ	250	1.00Δ	.60§	S	40	18	40	50		6.0	1.0					7.0	AΔ	SSD
2N1920 Δ	250	1.00Δ	.60§	S	40	18	40	50		6.0	1.0					7.0	AΔ	SSD
2N1921 Δ	250	1.00Δ	.60§	S	50	50	50	50		6.0	1.0					7.0	AΔ	SSD
2N1922 Δ	250	1.00Δ	.60§	S	80	80	80	50		6.0	1.0					7.0	AΔ	SSD
BCZ10	250	1.00	.50$	J	25	25	20	50	.10Ø	6.0Ø	1.0	20				45	AØΔ	PHIN
BCZ12	250	1.00	.50$	J	60	60	30	50	.10Ø	6.0Ø	1.0	15				40	AØΔ	PHIN
C118	250	1.00	.54$	J	12	6.0	6.0	50	.001Ø	3.0Ø	.01Ø	15†		10K		50	A	CRY
C119	250	1.00	.54$	J	12	6.0	6.0	50	.001Ø	3.0Ø	.01Ø	25†		10K		50	A	CRY
OC200	250	1.00	$	J	25			50	.01Ø	6.0	1.0	20						PHIN
2N939	250	2.00Δ	.60§	J	40	35	40	100	.025Ø	6.0Ø	1.0	30	b1.4	35	10	7.0	AΔ	SSD
2N940	250	2.00Δ	.60§	J	40	35	40	100	.025Ø	6.0Ø	1.0	60	b1.4	35	10	7.0	AΔ	SSD
2N1026	250	2.00Δ	.60§	J	40	35	40	100	.025Ø	6.0Ø	1.0	30	b1.4	35	10	7.0	A	SSD
2N1026	250	2.00Δ	.70§	S	40	35	40		100	6.0	1.0	18Δ	b2.5⊘	75⊘	20⊘	12⊘		SSD
2N1220	250	2.00Δ	.60§	J	30	25	20	100	.10Ø	.25Ø	5.0Ø	9.0†Δ				18⊘	A	SSD
2N1222	250	2.00Δ	.60§	J	30	25	10	100	.10Ø	6.0Ø	1.0	9.0Δ				18⊘	A	SSD
2N1223	250	2.00	.60§	J	40	40	10	100	.10Ø	6.0Ø	1.0	6.0Δ				15	A	SSD
2N1469	250	2.00Δ	.60§	J	40	35	40	100	.025Ø	6.0Ø	1.0	60	b1.4	35	10	7.0	A	SSD
2N1469	250	2.00Δ	.70§	S	40	35	40		100	6.0	1.0	36Δ	b2.5⊘	75⊘	20⊘	12⊘		SSD
2N1474A	250	2.00Δ	.60§	J	60	60	60	100	.05Ø	6.0	1.0	30	b1.4	40	10	7.0	A	SSD
2N1917 Δ	250	2.00Δ	.60§	S	25	8.0	25	50	2.5n	6.0	1.1	50				7.0	AΔ	SSD
BCZ11	250	3.00	.50$	J	25	25	20	50	.10Ø	6.0Ø	1.0	35				50	AØΔ	PHIN
2N1027	250	4.00Δ	.60§	J	18	15	18	100	.025Ø	6.0Ø	1.0	30	b1.4	35	10	7.0	A	SSD
OC201	250	4.00	$	J	55			50	.01Ø	6.0	1.0	30						PHIN
2N1219	250	5.00Δ	.60§	J	30	25	20	100	.10Ø	.25Ø	5.0Ø	18†Δ				15⊘	A	SSD
2N1221	250	5.00Δ	.60§	J	30	25	10	100	.10Ø	6.0Ø	1.0	18Δ				15⊘	A	SSD
2N1028	250	6.00	.60§	J	18	10	12	100	.025Ø	6.0Ø	1.0	9.0Δ	b1.4	35	10	7.0	A	SSD
2N942 Δ	250	10.0Δ	.60§	S	25	8.0	25	50	2.5Ø	6.0	1.0	50			25	7.0	A	SSD
2N1918 Δ	250	10.0Δ	.60§	S	25	8.0	25	50	2.5n	6.0	1.0	50				7.0	AΔ	SSD
2N941 Δ	250	12.0Δ	.60§	S	25	8.0	25	50	2.5Ø	6.0	1.0	50			25	7.0	A	SSD
BCY38	300	.45§Δ	.40$	J	32	32	12	250	.10Ø	1.0Ø	150Ø	10†Δ				75	A	PHIN
BCY39	300	.45§Δ	.40$	J	64	64	12	250	.10Ø	1.0Ø	150Ø	10†Δ				75	A	PHIN
OC204	300	.45§Δ	.40$	J	32	32	12	250	.50	1.0Ø	150Ø	10†Δ						PHIN
OC205	300	.45§Δ	.40$	J	60	60	12	250	1.5Ø	1.0Ø	150Ø	10†Δ						PHIN
2S301	300	.70	.58§	J	80	60	30	100	10	6.0	1.0	18				40	A†	TIIB
2S305	300	.70	.58§	J	125	125	50	100	10	6.0	1.0	15				40	A†	TIIB
2S325	300	.75	.42▼	J	125	125	50	50	1.0	6.0	1.0	20				40	A	TIIB
2S302	300	.80	.58§	J	40	25	20	100	10	6.0	1.0	20				40	A	TIIB
BCY40	300	.85§Δ	.40$	J	32	32	12	250	.10Ø	1.0Ø	150Ø	16†Δ				75	A	PHIN
OC206	300	.85§Δ	.40$	J	32	32	12	250	.50	1.0Ø	150Ø	16†Δ						PHIN
2S321	300	1.00	.42▼	J	80	80§	30	50	10	6.0	1.0	15				40	A	TIIB
2S322	300	1.00	.42▼	J	40	40	20	50	10	6.0	1.0	20				40	A	TIIB
2S303	300	1.25	.58§	J	25	25	20	100	10	6.0	1.0	35				40	A†	TIIB
2S323	300	2.00	.42▼	J	25	25	20	50	10	6.0	1.0	35				40	A	TIIB
2S324	300	3.00	.42▼	J	15	15	15	50	10	6.0	1.0	75				40	A	TIIB
2S304	300	3.50	.58§	J	15	15	15	100	10	6.0	1.0	75				40	A†	TIIB
3N90 Δ	300	6.00§	.58§	J	50		30									8.0		SPR
3N91 Δ	300	6.00§	.58§	J	50		30									8.0		SPR
3N92 Δ	300	6.00§	.58§	J	50		30									8.0		SPR
3N93 Δ	300	6.00§	.58§	J	50		50									8.0		SPR
3N94 Δ	300	6.00§	.58§	J	50		50									8.0		SPR
3N95 Δ	300	6.00§	.58§	J	50		50									8.0		SPR

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL SILICIO

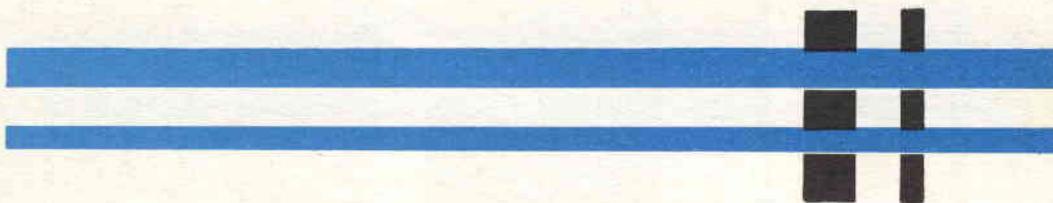
disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW)	MASSIMA TEMPERATURA	VALORI LIMITE 25°C BVCBO (V)	BVCEO Ø-BVCES §-BVCER (V)	BVEBO (V)	Ic (mA)	ICBO Max. con VCB max. a 25 °C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C — POLARIZZAZIONE VCB Ø-VCE (V)	IE Ø-IC Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE hoe (umho)	hie (ohm)	hre (×10⁻⁴)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
2H1254 ⧄	300	25.0Δ	.50$	A	25		5.0		.20Ø	10	2.0	25	b	30⧄		10⧄	ME	HUGS
2H1256 ⧄	300	25.0Δ	.50$	A	35		5.0		.20Ø	10	2.0	25	b	30⧄		10⧄	ME	HUGS
2H1258 ⧄	300	25.0Δ	.50$	A	25		5.0		.20Ø	10	2.0	25	b	30⧄		10⧄	ME	HUGS
ZT152	300	30$Δ	.42$	A	20	20	15	500	.10	6.0Ø	10Ø	80†				5.0	PE	FERB
ZT153	300	30$Δ	.42$	A	35	35	25	500	.10	6.0Ø	10Ø	80†				5.0	PE	FERB
2H1255 ⧄	300	40.0Δ	.50$	A	25		5.0		.20Ø	10	2.0	55	b	30⧄		10⧄	ME	HUGS
2H1257 ⧄	300	40.0Δ	.50$	A	35		5.0		.20Ø	10	2.0	55	b	30⧄		10⧄	ME	HUGS
2H1259 ⧄	300	40.0Δ	.50$	A	25		5.0		.20Ø	10	2.0	55	b	30⧄		10⧄	ME	HUGS
HT100 ⧄	300	40.0Δ	.50$	A	20	20	5.0	50	.20Ø	10	2.0	11†	b	30⧄		10⧄	ME	HUGS
HT101 ⧄	300	40.0Δ	.50$	A	20	20	5.0	50	.20Ø	1.0Ø	10Ø	35†Δ	b	30⧄		10⧄	ME	HUGS
2N2862	300	45$Δ	.58▼	J	25	20	5.0	100	.01Ø	5.0Ø	1.0Ø	25Δ	50⧄	5K⧄		6⧄	PEØ	TII
2N2861	300	60$Δ	.58▼	J	25	20	5.0	100	.01Ø	5.0Ø	1.0Ø	50Δ	50⧄	5K⧄		6⧄	PEØ	TII
2N1131/51⧄	300	80.0Δ	.59$	J	50	35	5.0		1.0Ø	10Ø	150Ø	20†#Δ	b 1⧄	35⧄	8⧄	45⧄	D	SYL
2N1132/51⧄	300	96.0Δ	.50$	J	50	35	5.0		1.0Ø	10Ø	150Ø	30†#Δ	b 1⧄	35⧄	8⧄	45⧄	D	SYL
2N1132B/51	300	100	.59$	J	70	45	6.0	600	100	10Ø	150Ø	60†	.25	28	3.0	25	PL	SYL
2N2927/51	300	100$Δ	.59$	J	25	25	4.0	500	.025Ø	1.0Ø	50Ø	30†Δ	1200⧄	1500⧄	26⧄	20⧄	PE	SYL
2N2800/51⧄	300	120$Δ	.59$	J	50	35	5.0	800	.10	10Ø	150Ø	30†Δ				25	E	SYL
2N2801/51⧄	300	120$Δ	.59$	J	50	35	5.0		.10	10Ø	150Ø	75†Δ				25	E	SYL
2N726	300	140$Δ	.50$	J	25	20	5.0	50	1.0	1.0Ø	10Ø	30†#				5⧄	MEΔ	TII
2N727	300	140$Δ	.50$	J	25	20	5.0	50	1.0	1.0Ø	10Ø	60†#				5⧄	MEΔ	TII
2N3081/51	300	150$Δ	.59$	J	70	50	6.0	600	.01Ø	10Ø	150Ø	30†Δ				13⧄	PE	SYL
2N2411 ⧄	300	200$	.58$	J	25	20	5.0	100	.01Ø	.50Ø	10Ø	35†				3.7	PE	TII
2N2412 ⧄	300	200$	.58$	J	25	20	5.0	100	.01Ø	.50Ø	10Ø	55†				3.7	PE	TII
2S512	300	250$Δ	.50$	J	25	12	5.0		.50Ø	1.0Ø	10Ø	50†Δ				6⧄	PE	TIIB
2N3451 ⧄	300	300$Δ	.58$	J	6.0	6.0Ø	4.0		.01Ø	.30Ø	10Ø	30†				5.5⧄	PE	FSC
2N3304 ⧄	300	500$Δ	.58$	J	6.0	6.0	4.0		.01Ø	.30Ø	10Ø	63†				3.5⧄	PE	FSC
FM709 ⧄	300	800$	.58$	J	15	6.0	4.0		.05Ø	.50Ø	10Ø	55#Δ				3⧄	PL	FSC
BCY10	312	1.50$	.40$	J	32		12	250	.10Ø	6.0Ø	10	40				90	AØ	PHIN
BCY11	312	1.50$	.40$	J	60		12	250	.10Ø	6.0Ø	10	40				90	AØ	PHIN
BCY12	312	2.00$	.40$	J	32		12	250	.10Ø	6.0Ø	10	40				90	AØ	PHIN
OC740Δ	330*Ø		.32$	J	15	15Ø	15	50	.05									BRUB
OC703A	330*	.50	.32$	J	100	100	30	50	.10Ø	6.0Ø	1.0	15				20	Ø	BRUB
2N978	330	65.0Δ	.38$	J	30	20	5.0		5.0Ø	10Ø	150Ø	38†#				45⧄	PDΔ	FSC
BCY21	350	.50	.36♦	J	50	50	30	50	.02Ø	6.0Ø	10Ø	19†	15	600	3.0	45	Ø	TAGS
BCY22	350	.50	.36♦	J	75	75	40	50	.02Ø	6.0Ø	10Ø	19†	15	600	3.0	45	Ø	TAGS
BCY26	350	.60	.36♦	J	30	30	30	50	.02Ø	6.0Ø	10Ø	19†	20	600	3.0	45	Ø	TAGS
BCY24	350	1.00	.36♦	J	30	10	30	50	.02Ø	6.0Ø	10Ø	19†	20	600	3.0	45	Ø	TAGS
BCY23	350	1.50	.36♦	J	30	10	30	50	.02Ø	6.0Ø	10Ø	33†	50	1400	4.0	45	Ø	TAGS
BCY25	350	2.50	.36♦	J	30	10	30	50	.02Ø	6.0Ø	10Ø	72†	50	1800	5.0	45	Ø	TAGS
2N1196	350	40.0$	.50$	A	70	70	4.0	15	.25Ø	10	2.0	10	b.30	20	.60	4⧄	MEØ	HUGS
2N1196	350	40.0$	.50$	A	70	70	4.0	15	.25Ø	10	2.0	10	b.30	20	.60	4⧄	MEØ	NONE
2N1197	350	45.0$	.50$	A	70		4.0	15	.25Ø	10	2.0	10	b.30	20	.60	3.0	MEØ	HUGS
2N1197	350	45.0$	.50$	A	70		4.0	15	.25Ø	10	2.0	10	b.30	20	.60	3.0	MEØ	HUG
2N3039 ⧄	360	50$Δ	.42	J	50	35	5.0	500	.025Ø	10Ø	10Ø	20Δ	250⧄	600⧄		40⧄	PE	TII
2N3040 ⧄	360	50$Δ	.42	J	40	30	5.0	500	.025Ø	10Ø	10Ø	40Δ	500⧄	1200⧄		40⧄	PE	TII
2N995A ⧄	360	100$Δ	.49$	J	20	15	4.0		5nØ	1.0Ø	20Ø	35†#Δ				6⧄	PEΔ	FSC
2N2695 ⧄	360	100$Δ	.49$	J	25	25	4.0	500	.025Ø	1.0Ø	50Ø	30†Δ	1200⧄	1500⧄	26⧄	20⧄	PE	FSC
2N2696 ⧄	360	100$Δ	.49$	J	25	25	4.0	500	.025Ø	1.0Ø	50Ø	30†Δ	1200⧄	1500⧄	26⧄	20⧄	PE	FSC
FT1746	360	100$Δ	.49$	J	35	30	4.0		.005Ø	5.0Ø	10Ø	20†#Δ				9⧄	PE	FSC
2N869	360	160Δ	.49$	J	25	18	5.0		.01Ø	5.0Ø	10Ø	20#Δ				9⧄	PLΔ	FSC
2N995	360	160Δ	.49$	J	20	15	4.0		.005Ø	1.0Ø	20Ø	35†Δ#				10⧄	PEΔ	FSC
2N996 ⧄	360	160Δ	.49$	J	15	12	4.0		5nØ	1.0Ø	20Ø	75†#	40	2.0K	1.4	7.5	PEØ	FSC
2N3073 ⧄	360	210Δ	.49$	J	60	60	4.0	500	.01Ø	1.0Ø	50Ø	30†#Δ	1200⧄	1500⧄	26⧄	10⧄	PE	FSC
2N3121 ⧄	360	210Δ	.49$	J	45	45	4.0	500	.01Ø	1.0Ø	50Ø	30†#Δ	1200⧄	1500⧄	26⧄	10⧄	PE	FSC
2N3248 ⧄	360	250$Δ	.49$	J	15	12	5.0		.05#Ø	1.0Ø	10Ø	50†#Δ				8⧄	EA	MOTA
2N3250 ⧄	360	250$Δ	.49$	J	50	40	5.0	200	.02#Ø	1.0Ø	10Ø	50†#Δ	40⧄	6.0K	10⧄	6⧄	EAØ	MOTA
2N3249 ⧄	360	300$Δ	.49$	J	15	12	5.0		.05#Ø	1.0Ø	10Ø	100†#Δ				8⧄	EA	MOTA
2N3251 ⧄	360	300$Δ	.49$	J	50	40	5.0	200	.02#Ø	1.0Ø	10Ø	100†#Δ	60⧄	12K	20⧄	6⧄	EAØ	MOTA
2N869A ⧄	360	400$Δ	.48$	J	25	18	5.0		.01Ø	5.0Ø	10Ø	40†Δ				6⧄	Ø	NONE
2N2894 ⧄	360	400$Δ	.49$	J	12	12	4.0		.08Ø	.50Ø	30Ø	40†Δ				6⧄	PE	FSC
2N3012 ⧄	360	400$Δ	.49$	J	12	12	4.0	200		.50Ø	30Ø	30†#Δ				6⧄	PE	FSC
FM708 ⧄	360	480$	.48$	J	40	15	5.0		.025Ø	1.0Ø	10Ø	30†#Δ				6⧄	PL	FSC
2N2710 ⧄	360	500$Δ	.49$	J	40	20	5.0	500	.03Ø	1.0Ø	10Ø	40†Δ				4⧄	PE	FSC
2N869A ⧄	360	640Δ	.49$	J	25	18	5.0	200	.01Ø	.50Ø	30Ø	40†#Δ				6⧄	PE	FSC
2N3209 ⧄	360	640	.49$	J	20	20	4.0	200	.08Ø	.50Ø	30Ø	75†#				5⧄	PE	T FSC
2N2425 ⧄	375	10.0Δ	.33$	S	50	10	30	50	.10Ø	.50Ø	5.0	25†Δ				14	A	CRY
2N2424 ⧄	375	15.0Δ	.33$	S	40	5.0	20	50	.10Ø	.50Ø	5.0	30†Δ				14	A	CRY
2N935	385	.20	.35$	J	50	40	20	50	.10Ø	1.5Ø	1.0Δ	11†	35	1000		70	AΔ	SSD
2N936	385	.30	.35$	J	50	35	20	50	.10Ø	.50Ø	3.0Ø	28	40	1700		70	AΔ	SSD

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL SILICIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW) / MASSIMA TEMPERATURA	VALORI LIMITE 25°C BVCBO (V)	BVCEO Ø-BVCES §-BVCER (V)	BVEBO (V)	Ic (mA)	ICBO Max. con VCB max. a 25 °C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C — POLARIZZAZIONE VCB Ø-VCE (V)	IE Ø-Ic Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE hoe (umho)	hie (ohm)	hre (×10⁻⁴)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
2N330A	385	.50	.35$J	50	30	20	50	1.0Ø	5.0Ø	3.0Ø	25	40	1200		70	AØΔ	CRY
2N937	385	.50	.35$J	50	30	20	50	.10Ø	.50Ø	.10Ø	60	50	3000		70	AΔ	SSD
2N329A	390	.50	.54$J	50	30	20	50	.10Ø	.50Ø	3.0Ø	60†	50	3000		70	FAΔ	RAYN
2N2551	400		§S	150	150	150		.10Ø	5.0Ø	100Ø	15†Δ#					AØ	HUG
2N3413	400		.30§S	150	150	150		.10Ø	5.0Ø	50Ø	10†Δ				150⍁	Ø	HUG
NS661	400		.38§J	30	15	30		1.0Ø	6.0Ø	1.0	50Δ					A	NAS
NS662	400		.38§J	40	35	40		1.0Ø	6.0Ø	1.0	40					A	NAS
NS663	400		.38§J	50	35	50		1.0Ø	6.0Ø	1.0	20					A	NAS
NS664	400		.38§J	50	50	50		1.0Ø	6.0Ø	1.0	15					A	NAS
ST8035	400			40	40§	2.0		1.0	5.0Ø	1.0Ø	30				45	PL	TEC
ST8036	400			40	40§	2.0		1.0	5.0Ø	1.0Ø	60				45	PL	TEC
2N1234	400	.80	.34$J	110	110	110		.10Ø	2.0Ø	10Ø	14†	b1.2	30	4.0	95	A†	CRY
NS1002	400	.80	.34$J	110	110	110	100	.10Ø	5.0	1.0	22	b1.2	60	16	20⍁	A†	NAS
2N328A	400	.20Δ	.33$J	50	35	20		1.0	.50Ø	3.0Ø	18†Δ				110⍁		RAYN
2N329A	400	.25Δ	.33$J	50	30	20		1.0	.50Ø	3.0Ø	36†Δ				110⍁		HUG
2N1234	400	.30Δ	.33§S	110	110	110		100	5.0	1.0	14Δ	b 2⍁	60⍁	10⍁	150⍁		HUG
2N1232	400	1.00	.34$J	60	60	60		.10Ø	2.0Ø	1.0Ø	14†	b1.2	30	4.0	95	A†	HUG
2N1233	400	1.00	.34$J	60	60	60		.10Ø	2.0Ø	10Ø	30†	b1.2	30	4.0	95	A†	HUG
2N1439	400	1.00Δ	.44§A	50		50	100	.025	6.0	1.0	9.0	35	1000		5.0	A	NAS
2N1440	400	1.00Δ	.44§J	60	50	60	100	50	6.0Ø	1.0Ø	15	b1.7	60	16	5.0	A	NAS
2N1441	400	1.00Δ	.44§J	50	35	50	100	50	6.0Ø	1.0Ø	27	b1.7	60	16	5.0	A	NAS
2N1442	400	1.00Δ	.44§J	50	30	50	100	50	6.0Ø	1.0Ø	43	b1.2	60	16	5.0	A	NAS
2N1443	400	1.00	.44§A	50		50	100	.025	6.0	1.0Ø	65	35	1000		5.0	A†	NAS
HA7804 Δ	400	1.00	.35$J	10	10	10	100	.05							70⍁	A	HUG
HA7806 Δ	400	1.00	.35$J	15	15	15	100	.05Ø							90⍁	A	HUG
HA7808 Δ	400	1.00	.35$J	15	15	15	100	.05Ø							70⍁	A	HUG
HA7810 Δ	400	1.00	.35$J	10	10	10	100	.05Ø							90⍁	A	HUG
HA7815 Δ	400	1.00	.35$J	30	30	30	100	.05Ø							70⍁	A	HUG
MA7805 Δ	400	1.00	.35$J	10	10	10	100	.05							70⍁	A	HUG
MA7811 Δ	400	1.00	.35$J	10	10	10	100	.05Ø							90⍁	A	HUG
MA7816 Δ	400	1.00	.35$J	30	30	30	100	.05Ø							70⍁	A	HUG
MA7817 Δ	400	1.00	.35$J	30	30	30	100	.05Ø							70⍁	A	HUG
NS1000	400	1.00	.34$J	60	60	60	100	.10Ø	5.0	1.0	22	b1.2	60	16	20⍁	A†	NAS
NS1001	400	1.00	.34$J	60	60	60	100	.10Ø	5.0	1.0	40	b1.2	60	16	20⍁	A†	NAS
2N1228	400	1.20	.34$J	15	15	15		.10Ø	2.0Ø	10Ø	14†	b1.2	30	15	95	A†	HUG
2N1229	400	1.20	.34$J	15	15	15		.10Ø	2.0Ø	10Ø	30†	b1.2	30	15	95	A†	HUG
2N1230	400	1.20	.34$J	35	35	35		.10	2.0Ø	10Ø	14†	b1.2	30	8.0	95	A†	HUG
2N1231	400	1.20	.34$J	35	35	35		.10Ø	2.0Ø	10Ø	30†	b1.2	30	8.0	95	A†	HUG
2N327B	400	2.00Δ	.43§J	50	40	20	100	.001Ø	.50Ø	.10Δ	14	10	1000		9.0	PEΔ	CRY
2N1026A	400	2.00Δ	2Ø§J	35	35		100	.025			36				7.0	E	CRY
2N3064	400	2.00	.44§J	110	100	50	100	.01Ø	6.0Ø	1.0Ø	15†Δ				10⍁	E	CRY
2N328B	400	3.00Δ	.43§J	50	35	20	100	.001Ø	.50Ø	.10Δ	28	12	1700		9.0	PEΔ	CRY
2N3062	400	3.00	.44§J	90	80	40	100	.01Ø	6.0Ø	1.0Ø	20†Δ				10⍁	E	CRY
2N3219 Δ	400	3.00§	.44§J	40	35	40	100	1.0n							14⍁	E	CRY
2N3065	400	4.00	.44§J	110	100	50	100	.01Ø	6.0Ø	1.0Ø	30†Δ				10⍁	E	CRY
2N329B	400	5.00Δ	.43§J	50	30	20	100	.001Ø	.50Ø	.10Δ	60	15	3000		9.0	PEΔ	CRY
2N2946 Δ	400	5.00§Δ	.23§J	40	35	40	100	.50n	.50Ø	1.0Ø	70†				10⍁	E	CRY
2N3060	400	5.00	.44§J	70	60	30	100	.005Ø	6.0Ø	1.0Ø	30†Δ				10⍁	E	CRY
2N3063	400	5.00	.44§J	90	80	40	100	.01Ø	6.0Ø	1.0Ø	50†Δ				10⍁	E	CRY
2N3218 Δ	400	5.00§	.44§J	25	20	25	100	1.0n							14⍁	E	CRY
2N3061	400	8.00	.44§J	70	60	30	100	.005Ø	6.0Ø	1.0Ø	60†Δ				10⍁	E	CRY
2N2945 Δ	400	10§Δ	.23§J	25	20	25	100	.20n	.50Ø	1.0Ø	100†				10⍁	E	CRY
2N3058	400	10.0	.44§S	6.0	6.0	6.0	100	.10n	.50Ø	.10uØ	40Δ				10⍁	EØ	CRY
2N3059	400	10.0	.44§S	10	10	10	100	.10n	3.0Ø	.01Ø	100Δ				10⍁	EØ	CRY
2N3217 Δ	400	10.0§	.44§J	15	10	15	100	1.0n							14⍁	E	CRY
2N2944 Δ	400	15§Δ	.23§J	15	10	15	100	.10n	.50Ø	1.0Ø	200†				10⍁	E	CRY
2N1254 ⍁	400	25.0Δ	.38§J	30	30	5.0		.20Ø	1.0Ø	10Ø	25†Δ	b	30⍁		10⍁	ME	HUG
2N1256 ⍁	400	25.0Δ	.38§J	40	40	5.0		.20Ø	1.0Ø	10Ø	25†Δ	b	30⍁		10⍁	ME	HUG
2N1258 ⍁	400	25.0Δ	.38§J	30	30	5.0		.20Ø	1.0Ø	10Ø	75†Δ	b	30⍁		10⍁	ME	HUG
2N1255 ⍁	400	40.0Δ	.38§J	30	30	5.0		.20Ø	1.0Ø	10Ø	40†Δ	b	30⍁		10⍁	ME	HUG
2N1257 ⍁	400	40.0Δ	.38§J	40	40	5.0		.20Ø	1.0Ø	10Ø	40†Δ	b	30⍁		10⍁	ME	HUG
2N1259 ⍁	400	40.0Δ	.38§J	50	50	5.0		.20Ø	1.0Ø	10Ø	25†Δ	b	30⍁		10⍁	ME	HUG
2N2601	400	50.0§	.23§J	60	60	6.0		25nØ	5.0Ø	1.0Ø	18Δ	b1.0	30	10	4.0	PL	SSD
2N2602	400	50.0§	.23§J	60	60	6.0		25nØ	5.0Ø	1.0Ø	36Δ	b1.0	30	10	4.0	PL	SSD
2N2603	400	50.0§	.23§J	60	60	6.0		25nØ	5.0Ø	1.0Ø	76Δ	b1.0	30	10	4.0	PL	SSD
2N3341 ⍁	400	50§Δ	.37§J	30	20	5.0		.01Ø	2.0Ø	.01Ø	40†Δ				6⍁	PL	SSD
2N721	400	80.0Δ	.25§J	50	35	5.0		1.0Ø	10Ø	150Ø	20†Δ#	1.0⍁	35⍁	8⍁	45⍁	DΔ	FSC
2N2595	400	80.0§	.23§J	80	60	6.0		25nØ	5.0Ø	5.0Ø	20Δ		1200		4.0	PL	SSD
2N2596	400	80.0§	.23§J	80	60	6.0		25nØ	5.0Ø	5.0Ø	40Δ		1500		4.0	PL	SSD

GLI ALTOPARLANTI NEI COMPLESSI STEREOFONICI

Le caratteristiche che devono avere gli altoparlanti da usare nei complessi stereofonici sono praticamente identiche a quelle dei comuni altoparlanti impiegati per riproduzioni monofoniche. Grande importanza per il buon risultato della riproduzione ha la loro sistemazione nella stanza.

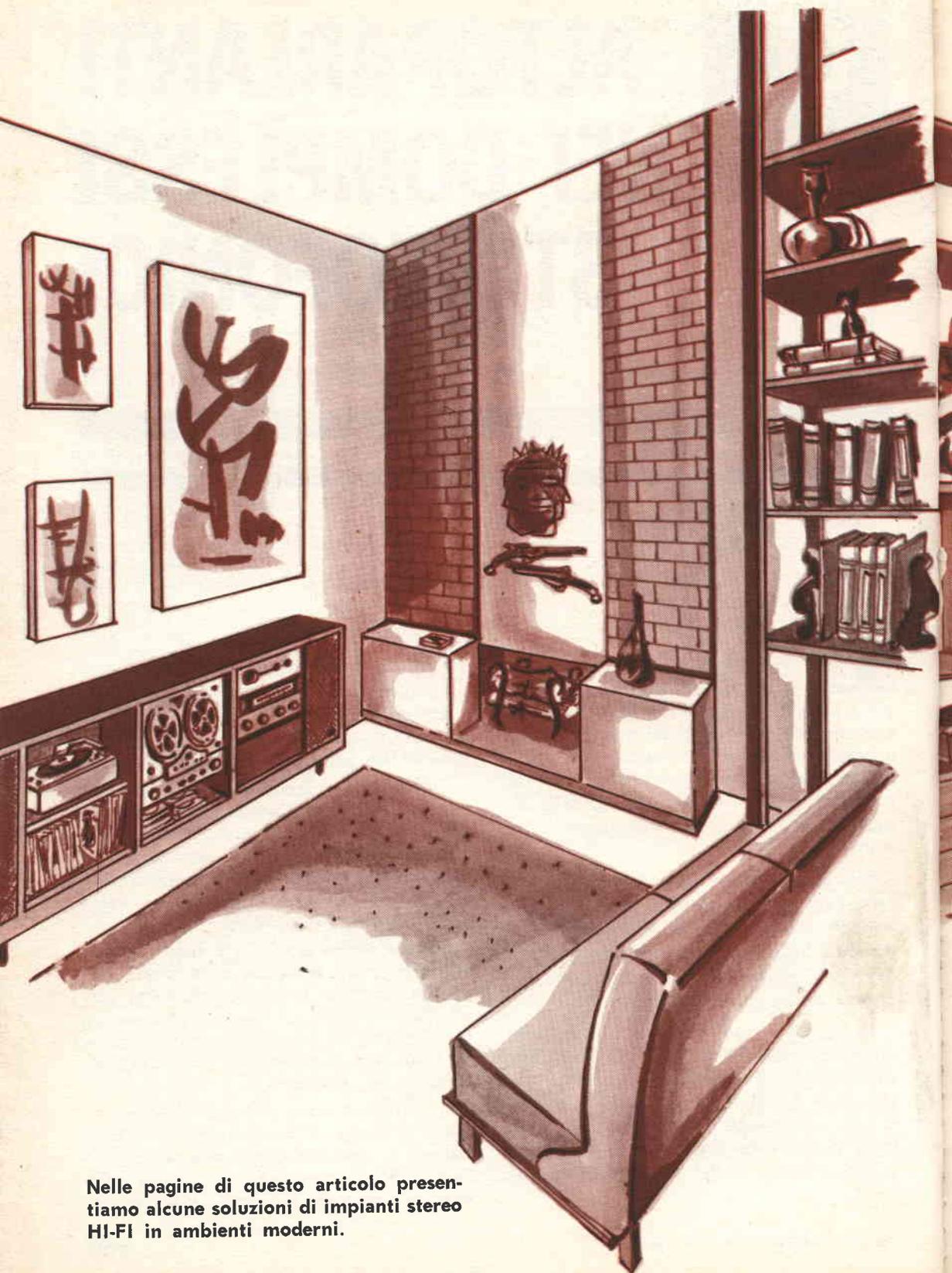
I tecnici addetti alla registrazione collocano i microfoni a distanze calcolate supponendo che durante la riproduzione, la distanza fra i due altoparlanti sia di circa 3,5 metri, misura che corrisponde alla larghezza media di una stanza.

In fig. 27 si può vedere la disposizione migliore di due altoparlanti per una stanza di dimensioni medie. Gli assi degli altoparlanti sono diretti in modo tale che la loro intersezione cada nel punto **C**; l'effetto stereofonico si può percepire stando a una distanza **d** dal punto d'intersezione **C**.

La distanza **d** che è di solito di circa 1,5 metri, dipende dalla direzione degli altoparlanti, dal loro modello e dalle caratteristiche acustiche della stanza.

Gli angoli α e β che gli altoparlanti formano con le pareti devono essere trovati sperimentalmente fino ad ottenere la maggiore superficie in cui si percepisce un buon effetto stereofonico (superficie tratteggiata nel disegno), di solito i loro valori variano da 30° a 60°.

Questa ricerca può essere fatta mediante delle prove acustiche o in modo più accurato con delle misure effettuate con un disco speciale sul quale sia inciso un forte segnale di rumore di fondo, « rumore bianco », un microfono sensibile (sensitivo) e un voltmetro.

Il microfono viene collegato direttamente al voltmetro e posto nel mezzo della stanza, il controllo di bilanciamento dell'amplificatore stereofonico è tenuto nella posizione centrale, il disco di prova in fun-

Nelle pagine di questo articolo presentiamo alcune soluzioni di impianti stereo HI-FI in ambienti moderni.

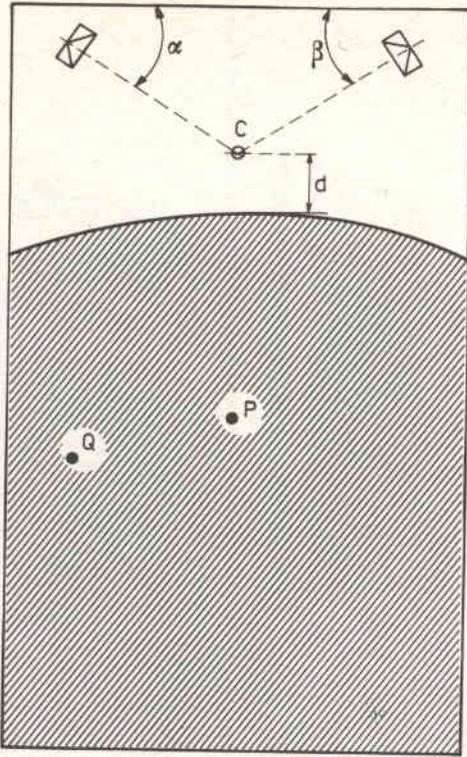



Fig. 27 - Sistemazione degli altoparlanti per la riproduzione stereofonica in una stanza di dimensioni medie.

zione mentre i due altoparlanti vengono messi in funzione alternativamente.

La misura consiste nel correggere le posizioni dei due altoparlanti fino a che non si abbia una variazione maggiore di 2 dB sul voltmetro, quando si passa da un altoparlante all'altro. La prova si può effettuare mettendo il microfono in diversi punti della stanza, fino a quando si ottiene il corretto bilanciamento fra l'altoparlante di destra e quello di sinistra.

Un buon effetto stereofonico può essere percepito in una superficie compresa fra il 50 e il 75% della superficie di una stanza. Buona parte delle stanze però non hanno le pareti simmetriche, così gli angoli α e β che gli altoparlanti formano con esse non sempre saranno uguali fra loro.

Nel caso in cui si abbiano dei dischi registrati col sistema dei microfoni lontani, gli angoli α e β devono essere molto maggiori del normale e talvolta si consiglia di tenere gli assi degli altoparlanti paralleli alle pareti della stanza o anche inclinati verso le pareti stesse; in questi casi la distanza fra i due altoparlanti può essere minore di 3 ÷ 3,5 metri.

Con la sistemazione illustrata in fig. 27, si ha il vantaggio che anche gli ascoltatori vicini alle pareti avvertono un corretto bilanciamento fra i due altoparlanti. L'ascoltatore in P è circa alla stessa distanza dai due altoparlanti, mentre quello in Q è più vicino all'altoparlante di sinistra che a quello di destra, quando invece gli altoparlanti sono posti con gli assi paralleli alle pareti, il suono proveniente dall'altoparlante di sinistra predomina su quello di destra.

Quando un ascoltatore va da P a Q, si sposta verso l'asse di irradiazione dell'altoparlante di destra e si allontana dall'asse dell'altro altoparlante; questo effetto è contrario a quello delle differenze in distanza ed ha come risultato il mantenimento del corretto bilanciamento fra i due altoparlanti anche nella posizione d'ascolto Q.

Nel caso in cui la stanza non superi i 3,5 metri, è vantaggioso ricoprire le pareti nelle vicinanze degli altoparlanti con materiali assorbenti, in modo particolare quando gli angoli α e β sono piuttosto grandi.

Una buona riproduzione stereofonica si può ottenere, in una stanza di dimensioni ridotte, con l'arrangiamento di fig. 28, dove vengono sfruttate le riflessioni delle pareti. L'uso delle riflessioni rende maggiore l'estensione apparente del suono stereofonico in relazione alla distanza reale degli altoparlanti.

Se le casse acustiche in cui sono contenuti gli altoparlanti hanno un'apertura sul pannello posteriore è consigliabile ricoprire le pareti dietro le casse con materiale assorbente, con questo sistema si possono ottenere buoni risultati anche in camere molto piccole.

In genere la distanza fra i due altoparlanti in stanze molto grandi non deve superare i 3,5 metri.

Gli angoli α e β (fig. 27) possono assumere un valore più grande quando le pareti laterali della stanza sono abbastanza assorbenti, in questo caso nella maggior parte della stanza si avrà una riproduzione del suono correttamente bilanciata.

Se invece le pareti laterali sono di materiale acusticamente non assorbente e il livello sonoro sul fondo della stanza diventa troppo basso, gli assi di radiazione degli altoparlanti devono venire diretti più verso l'interno della stanza, allontanando così il punto di intersezione **C**, di conseguenza la superficie in cui si percepisce l'effetto stereofonico viene ridotta al 40%. La fig. 29 mostra un complesso di altoparlanti consigliato in simili casi; ogni gruppo di altoparlanti consiste di un altoparlante per i toni bassi e tre per gli acuti. Essi sono disposti in modo che i loro assi di irradiazione si incontrino in **C**, **C'** e **C''** così che nella maggior parte della stanza si possa ascoltare l'effetto stereofonico correttamente senza alcuna interferenza dovuta a riflessioni. Per quanto riguarda l'ascolto del suono stereofonico per mezzo di auricolari, bisogna notare che succedono degli inconvenienti; se ascoltiamo il suono emesso da una orchestra in una sala da concerto, ruotando leggermente la testa, riusciamo solo a determinare dove è sistemata l'orchestra, se cioè, è posta davanti o dietro l'ascoltatore.

Se invece ascoltiamo la riproduzione stereofonica attraverso gli auricolari, questa determinazione non è possibile perchè il suono ruota con essi, al ruotare della testa; anche la sensazione della distanza viene a mancare, perchè l'orchestra sembra essere posta su un arco passante sopra la testa attraverso ad entrambe le orecchie, proprio come il pezzo di connessione dei due auricolari.

Nel caso di ascolto con auricolari il suono è intorno a noi, ma anche in noi, alla maggior parte degli ascoltatori questo effetto sembra essere piuttosto spiacevole e nello stesso tempo stanca.

All'inizio si è parlato della determinazione dell'altezza della sorgente sonora; quando due altoparlanti di un complesso stereofonico riproducono lo stesso suono, l'ascoltatore avrà l'impressione che il suo-

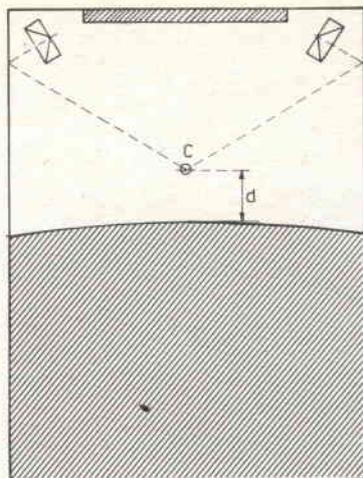



Fig. 28 - Sistemazione degli altoparlanti per la riproduzione stereofonica in una stanza di piccole dimensioni.

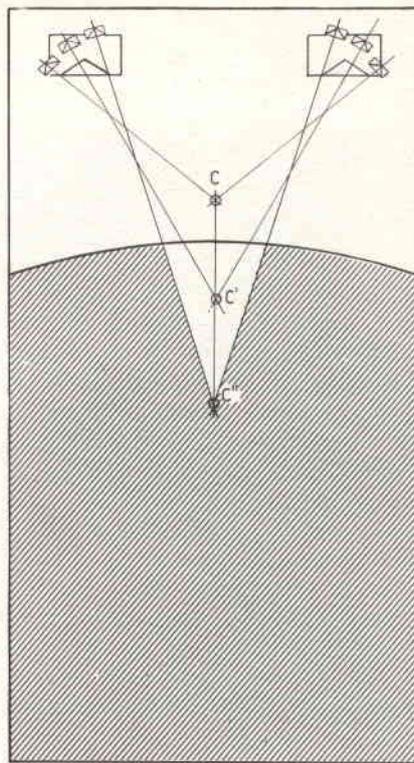



Fig. 29 - Sistemazione degli altoparlanti per la riproduzione stereofonica in una stanza di grandi dimensioni.

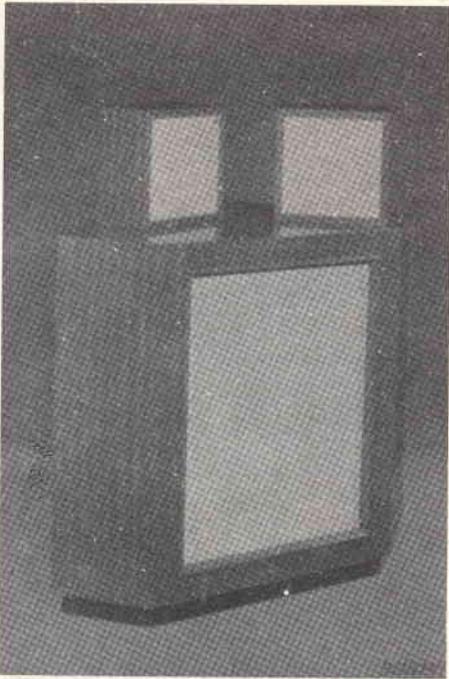



Fig. 30 - Esempio di una combinazione di altoparlanti.

no provenga da un punto centrale rispetto agli altoparlanti. Ruotando la testa la pressione sonora cambierà su entrambe le orecchie, ma in misura minore di quando si era in presenza di una sorgente sonora reale e non apparente come nel caso sopra descritto.

Questo effetto è avvertito dal cervello in corrispondenza di una certa altezza della sorgente sonora apparente; per un ascoltatore posto al centro di una stanza delle misure di 3,5 x 5,5 metri, l'altezza apparente della sorgente sonora è di circa 1 metro, detto effetto è più pronunciato per gli ascoltatori più vicini agli altoparlanti.

Un inconveniente che possono procurare gli altoparlanti posti troppo in alto, è quello di far sembrare la sezione centrale dell'orchestra situata sul soffitto oppure, a seconda di chi ascolta, sotto il pavimento.

Dischi stereofonici e monofonici

Fra i due sistemi di registrazione in fase di sperimentazione venne scartato quello che si basava su di una registrazione laterale per un canale e di una registrazione verticale per l'altro, la non simmetria portava inconvenienti come rumore di fondo e distorsione.

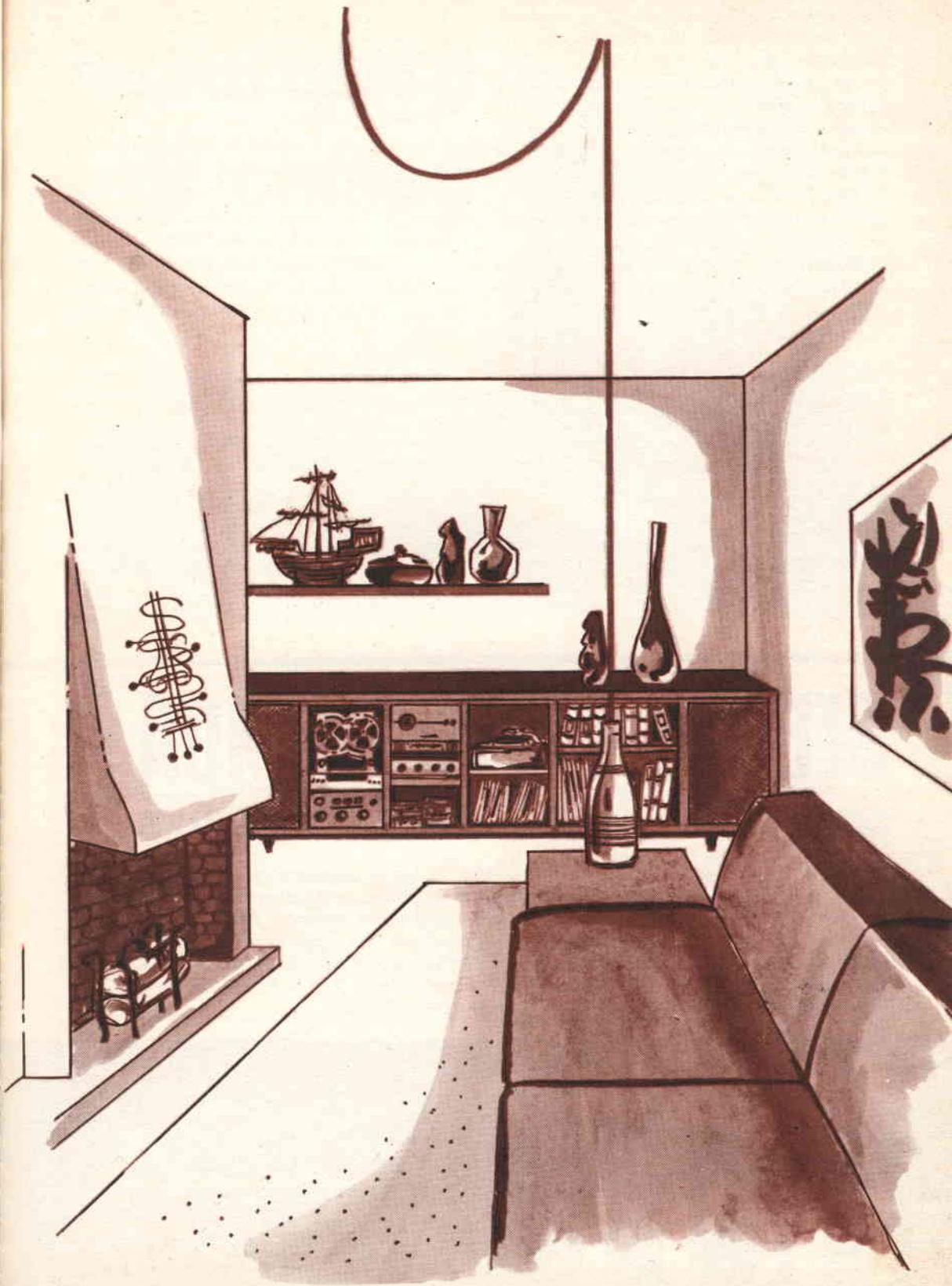
La causa principale dell'abbandono di questo sistema di registrazione fu dovuta tuttavia, all'impossibilità di riprodurre tali dischi con fonorivelatori monofonici e nello stesso tempo di riprodurre dischi monofonici con i fonorivelatori stereofonici adatti per l'incisione « laterale-verticale » se non impiegando filtri speciali.

Anche nel caso di dischi stereofonici incisi con il metodo delle puntine disposte a 45° fra loro, è sconsigliabile per la riproduzione l'uso dei fonorivelatori monofonici in quanto la cedevolezza verticale di tali fonorivelatori, pur essendo soddisfacente per i dischi monofonici, danneggerebbe in breve tempo quelli stereofonici.

Alcuni costruttori di dischi registrano le frequenze più basse, inferiori cioè a 300 ÷ 400 Hz, come se fossero emesse dalla parte centrale dell'orchestra.

La modulazione sulla traccia del disco, come già spiegato in fig. 19b, è solo laterale senza componenti verticali; siccome i segnali a bassa frequenza hanno un'ampiezza notevole, questo accorgimento ha il vantaggio di far restare piccola la modulazione verticale in quanto essa è causata solo da segnali a frequenza più alta e ampiezza piccola provenienti dai suoni centrali.

I costruttori di dischi che impiegano questo sistema di registrazione affermano che i loro dischi stereofonici possono essere suonati anche con fonorivelatori monofonici. Con questo particolare tipo di registrazione, quando in un complesso stereofonico, uno dei due canali ha una riproduzione dei toni bassi insufficiente, verranno riprodotti dall'altro canale.

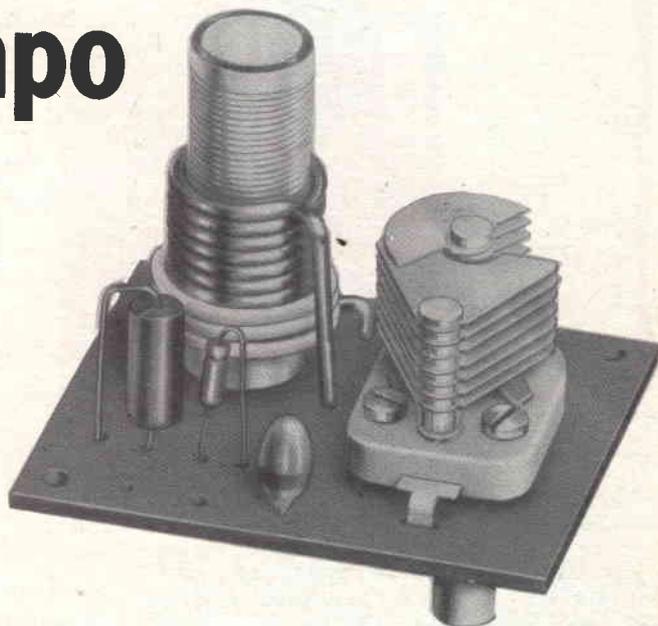
La soluzione migliore per poter riprodurre entrambi i tipi di dischi è stata quella di adottare un fonorivelatore stereofonico che potesse riprodurre anche i dischi monofonici.

Se i due elementi del fonorivelatore sono collegati in parallelo a un singolo amplificatore, esso funzionerà come un comune fonorivelatore monofonico, se invece il fonorivelatore viene collegato a un complesso stereofonico, il suono sarà riprodotto come se tutta l'orchestra fosse situata in mezzo ai due microfoni, quindi la riproduzione è ancora monofonica e il suono sembra provenire da un altoparlante posto fra i due altoparlanti.

Questo tipo di riproduzione monofonica porta una migliore qualità del suono e dell'acustica dell'ambiente.

I dischi stereofonici sono registrati secondo le caratteristiche R.I.A.A. (J.E.C.), in modo che si possano riprodurre attraverso un complesso stereofonico senza la necessità di dover regolare i controlli come nei casi precedenti.

La maggior sottigliezza della puntina dei fonorivelatori stereofonici in confronto a quelle dei fonorivelatori monofonici porta qualche conseguenza sulla riproduzione dei toni, migliorando del resto la qualità; nello stesso tempo riduce l'usura del disco penetrando più in fondo nel solco e riducendo così l'attrito sulle pareti dell'incisione.

Il problema dell'alto costo delle stazioni televisive destinate ai programmi scolastici è stato risolto negli Stati Uniti in maniera brillante.
L'Università di Lafayette (Indiana) ha infatti messo a disposizione di uno speciale comitato le sue attrezzature televisive a terra, alcuni locali ed il proprio aeroporto privato.
Il MPATI da parte sua ha provveduto a noleggiare un aeroplano che, con speciali attrezzature rice-trasmittenti per la televisione installate a bordo sta in volo sullo stato dell'Indiana per cinque ore al giorno. I programmi vengono irradiati dagli impianti dell'Università ricevuti dall'aeroplano in volo e, dopo essere stati debitamente amplificati, vengono ritrasmessi a terra.

misuratore di campo

Presentiamo in questo breve articolo un semplice misuratore di campo operante tra le frequenze destinate ai radio comandi (25,6 ÷ 29,5 MHz).

Questo piccolo strumento si è dimostrato di grande utilità per la messa a punto del trasmettitore ad otto canali descritto in questo stesso numero; esso può infatti rivelare, a distanza, la presenza di oscillazioni a radio-frequenza, consente di stabilire l'accordo esatto delle varie sezioni e dello stadio d'antenna e permette inoltre di fare il confronto qualitativo tra i vari tipi di antenne.

Il circuito è molto semplice, ma pratico e di sicuro funzionamento; consiste in un circuito risonante LC che viene accordato alla frequenza di emissione del trasmettitore mediante il condensatore variabile C_1 (fig. 1).

La bobina L_1, cui è connessa l'antenna, costituisce il « link » che trasferisce il segnale d'antenna alla bobina L_2, questa, in unione alle capacità C_1 e C_2, determina il valore della frequenza di risonanza; la tensione a radiofrequenza presente ai capi del circuito risonante viene rivelata dal diodo D_1 e dal gruppo di rivelazione formato dalla capacità C_3 e dalla resistenza del microamperometro. L'indicazione dello strumento è proporzionale al valore del campo elettrico in cui è immersa l'antenna.

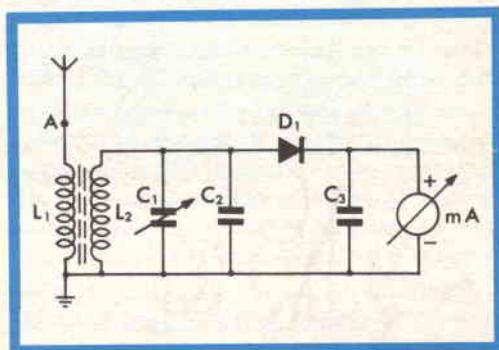



Fig. 1 - Schema elettrico del misuratore di campo.

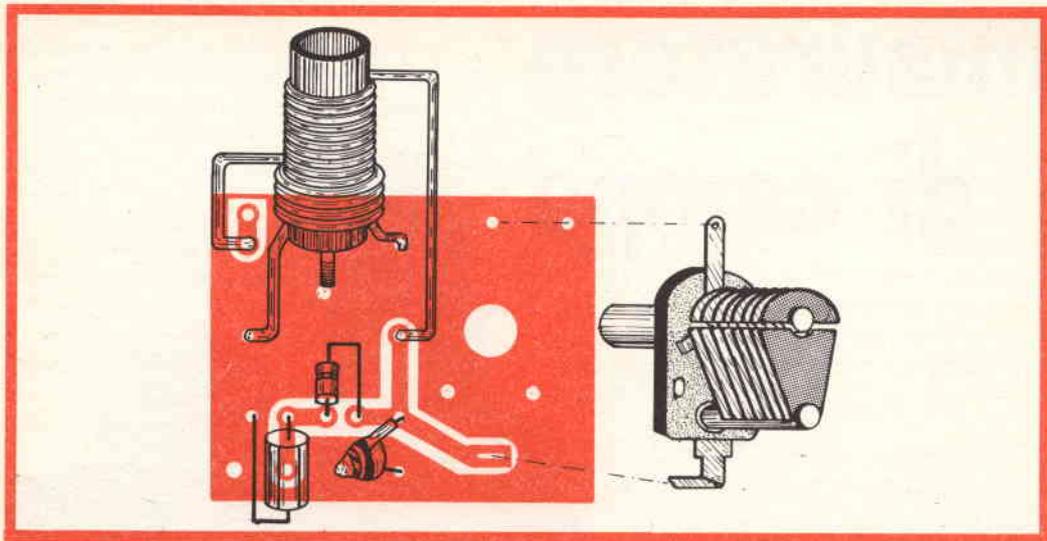



Fig. 2 - Circuito stampato visto dalla parte dove sono montati i componenti.

Realizzazione pratica

Il cablaggio è stato realizzato con circuito stampato; la figura 2 lo mostra visto dal lato dei componenti, e la figura 3, visto dal lato delle saldature.

I dati costruttivi delle bobine L1 e L2 sono i seguenti: la bobina L2 è costituita da 10 spire di rame smaltato di diametro 1,5 mm, avvolte su un supporto isolante del diametro di 11 mm, provvisto di nucleo, mentre la bobina L1 è formata da spire di filo ricoperto in plastica, avvolte sulla bobina L2 a partire dal lato freddo.

Il circuito stampato ha le dimensioni di 4 x 5 cm; il supporto della bobina ed il compensatore sono fissati alla piastrina mediante bulloncini.

Per la realizzazione del circuito stampato consigliamo la scatola G.B.C. - L/735.

Per facilitarne la costruzione, è stata riportata, in figura 3, la sagoma in grandezza naturale; di essa il dilettante potrà servirsi per sovrapporla direttamente alla lastrina ramata e ricavarne, senza paura di sbagliare, il disegno e la foratura.

Ottenuto il circuito stampato, si monteranno su questo le varie parti nella posizione indicata dalla figura 2, si eseguiranno poi le saldature servendosi di un saldatore a punta sottile e di piccola potenza, ciò per non produrre avarie al circuito testè ottenuto.

Al fine di evitare di cortocircuitare i collegamenti e di aumentare eccessivamente le capacità parassite, il circuito va fissato al telaio per mezzo di bulloncini, distanziati da questo di circa 5 mm; al perno del compensatore, sarà fissata una manopola.

Il microamperometro verrà poi collegato con i punti indicati con + e — rispettando le polarità; se lo strumento se-

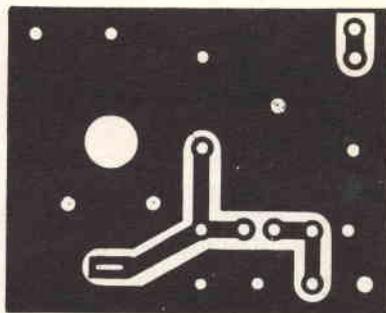
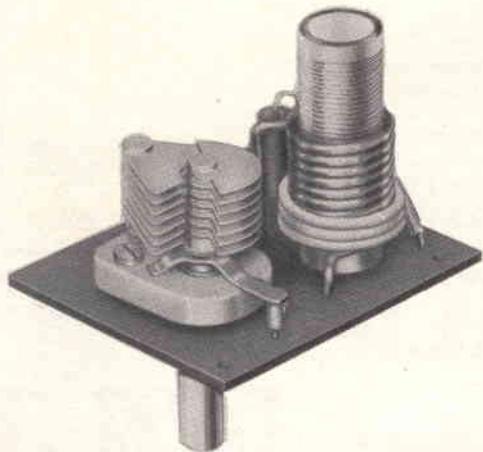



Fig. 3 - Circuito stampato visto dalla parte delle saldature.

gnasse valori negativi, invertire i collegamenti.

La sensibilità del misuratore di campo dipende da quella del microamperometro: in via principale consigliamo di usare uno strumento di 50 μA o 100 μA fondo scala, in sua sostituzione si può però impiegare un normale tester nella portata inferiore dei mA c.c.

Per regolare la sensibilità, è conveniente porre in parallelo al microamperometro un potenziometro collegato a reostato, il cui valore dipende dalla resistenza interna dello strumento usato; per una sensibilità di 50 μA fondo scala consigliamo un potenziometro da 5 kohm.

L'antenna, che deve essere collegata al punto A del circuito fig. 1, dovrebbe avere una lunghezza pari a λ/4, e cioè per

una frequenza di 27 MHz, 2,8 m; usando invece un'antenna a stilo lunga circa 1 metro, è necessario compensarla introducendo una induttanza in serie L' (fig. 4).

Il valore di questa induttanza, o più precisamente della sua reattanza, può essere reso regolabile ponendole in parallelo un compensatore variabile C'.

Facciamo notare che il gruppo di compensazione L' C' non è assolutamente indispensabile, ma consente però di sfruttare completamente la sensibilità dello strumento.

Il valore di L' deve essere determinato in sede sperimentale in relazione al tipo

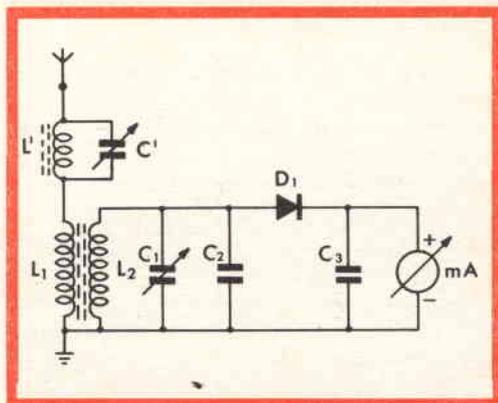



Fig. 4 - Schema d'inserzione della compensazione d'aereo.

di antenna ed alla frequenza di lavoro; si può cominciare con l'avvolgere 18 spire di filo di rame smaltato di 1 mm su un supporto di 11 mm di diametro provvisto di nucleo, e per C' adottare un compensatore di 30 pF.

Volendo costruirsi il misuratore di campo come strumento indipendente, consigliamo la realizzazione mostrata in figura 5, dove il circuito stampato è stato fissato nel lato superiore di un telaio in alluminio, vicino all'antenna; quest'ultima deve naturalmente essere isolata dall'involucro metallico, fissandola ad esempio su una

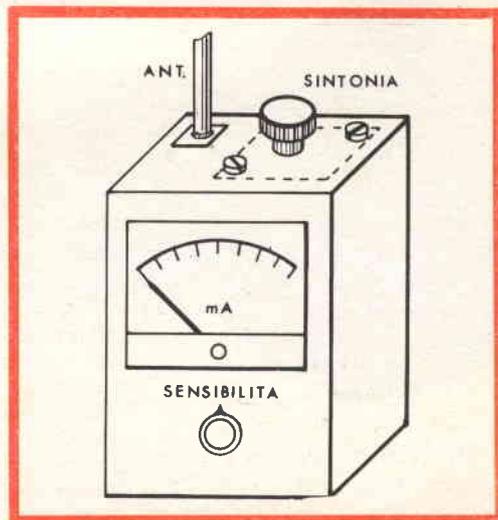



Fig. 5 - Come è stata realizzata in laboratorio la custodia per il misuratore di campo.

basetta isolante, a sua volta fissata al telaio.

L'induttanza di compensazione L' ed il compensatore d'antenna C', si possono montare accanto all'antenna tenendoli isolati dal telaio.

Nel pannello anteriore è sistemato il microamperometro ed il potenziometro **sensibilità.**

La verifica del funzionamento dello strumento può essere fatta usando un Grid-dip, posto in prossimità dell'antenna, o impiegando un comune generatore a radiofrequenza, collegato all'antenna mediante un condensatore di pochi picofarad.

La taratura si effettua con il compensatore variabile di sintonia a circa metà corsa, e variando la posizione del nucleo della bobina L_2 sino ad ottenere la massima deviazione dell'indice dello strumento per la frequenza di lavoro.

Si passa poi alla messa a punto del gruppo di compensazione d'antenna agendo sul nucleo della bobina L' e sul compensatore C' per ottenere la massima indicazione.

Le misure con il misuratore di campo devono essere effettuate mantenendo lo strumento ad una certa distanza dal trasmettitore, tale però da consentire una lettura apprezzabile.

MATERIALE OCCORRENTE

N.	Cat. G.B.C.	Descrizione
1	0/61	Microcompensatore 30 pF
1	B/11	Condensatore 15 pF
1	B/179-8	Condensatore 3000 pF
1	0A90	Diodo
1	0/666	Supporto
1	0/627	Nucleo
1	T/443	Microamperometro 50 µA
1	D/193	Potenziometro 5 kohm
1	N/116	Antenna a stilo
1	0/666	Supporto } gruppo di compensazione d'antenna (eventuale)
1	0/627	Nucleo } gruppo di compensazione d'antenna (eventuale)
1	0/31	Compensatore 30 pF } gruppo di compensazione d'antenna (eventuale)
	G/28	Viti 2 x 10
	G/44	Dadi

tx a otto canali

Nel campo della radiomodellistica, i maggiori inconveninenti si incontrano nella costruzione dei trasmettitori, soprattutto perchè essi devono possedere buone qualità di stabilità, sia per quanto riguarda i circuiti a radiofrequenza, sia per quanto riguarda quelli a bassa frequenza. Abbiamo, per questo, cercato di realizzare un primo tipo di trasmettitore che possedesse appunto tali requisiti, pur essendo di semplice costruzione e di costo non eccessivo.

Dopo molteplici prove di laboratorio abbiamo messo a punto un trasmettitore a otto canali, controllato a quarzo, di cui possiamo tranquillamente garantire il funzionamento: esso vuole essere un trasmettitore di media potenza, che può essere utilizzato per comandare modellini di navi, automobili ed anche aerei. La portata è risultata, in sede di collaudo, di circa 0,6 ÷ 0,7 km, e, in condizioni favorevoli di propagazione, anche di 1 km; distanze più che sufficienti per gli scopi che ci siamo proposti.

Ci auguriamo che questo articolo possa rappresentare per molti lettori un invito ad intraprendere una carriera nel campo dei radiocomandi, che non sarà certamente priva di soddisfazioni.

Caratteristiche tecniche

Frequenza: attorno ai 27 MHz (controllata a quarzo)

Modulazione: 280 ÷ 460 Hz con 8 canali

Potenza d'uscita: 100 mW circa

Alimentazione: 13,5 V

Corrente assorbita: con V = 13,5 V - 60 mA; con V = 8 V - 25 mA

Semiconduttori usati: 2 x OC71; 1 x OC74; 1 x OC170; 1 x AF118; 1 x OAZ203

Dimensioni: 88 x 100 mm

Peso: 180 g

Descrizione del circuito

Facendo riferimento allo schema completo riportato in fig. 1, distinguiamo una sezione a bassa frequenza ed una sezione di radiofrequenza; la prima rappresenta lo stadio modulatore del trasmettitore ed è a sua volta costituita da uno stadio

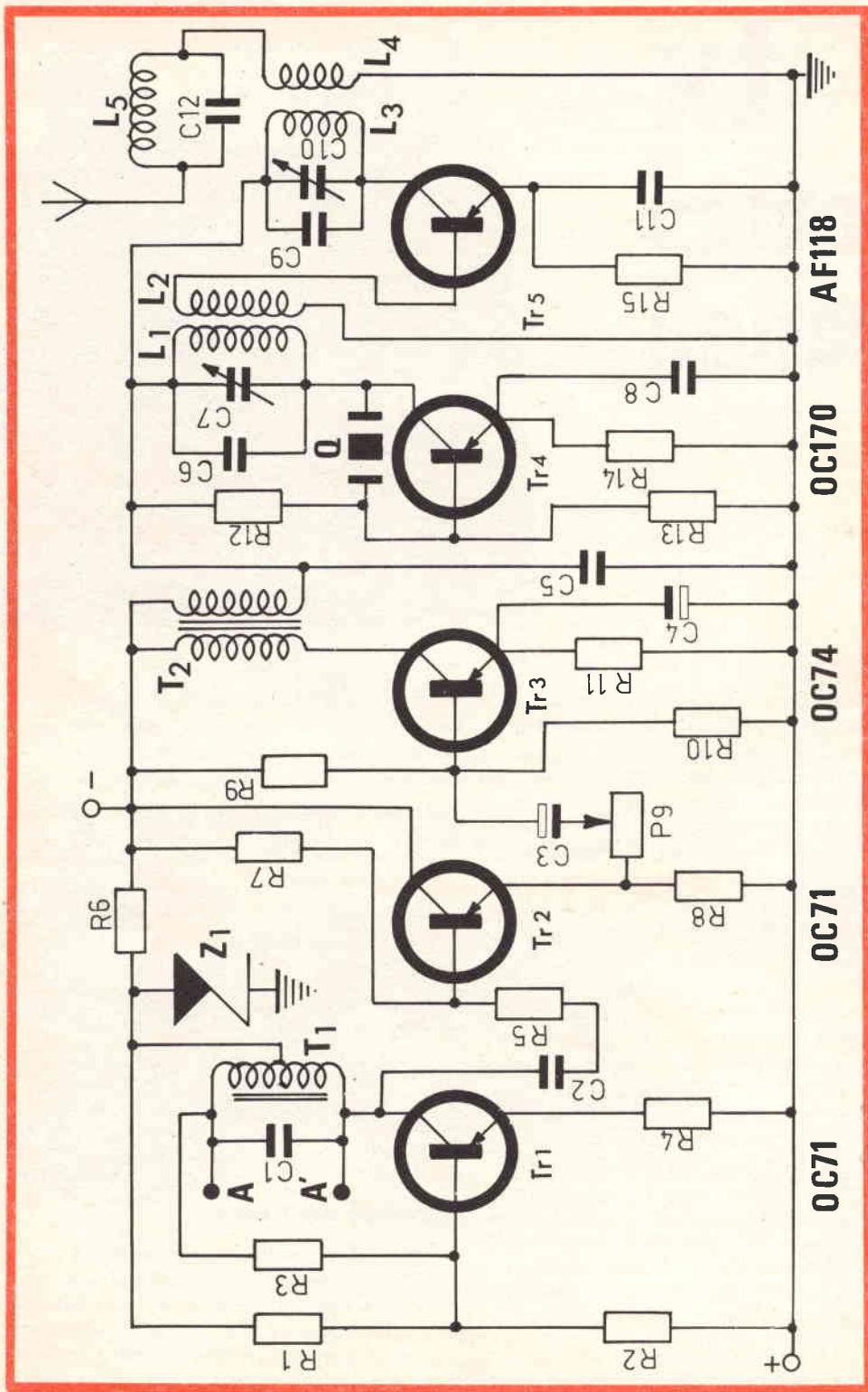



Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore.

oscillatore, uno stadio separatore ed uno stadio amplificatore di potenza.

Come oscillatore abbiamo scelto il circuito Hartley, il quale, essendo formato da elementi L e C, si è dimostrato sufficientemente stabile nei riguardi della variazione di temperatura.

Il transistore impiegato è un semplice OC 71, ma, per chi volesse ottenere una maggiore stabilità, consigliamo di usare un transistore del tipo ASY 27, componente professionale che presenta elevata qualità di stabilità e « reliability ».

Abbiamo dimensionato il circuito in modo da potere utilizzare come elemento induttivo il trasformatore intertransistoriale della G.B.C. H/334; questo, in unione alla capacità posta in parallelo ad esso, determina il valore della frequenza di oscillazione. Il valore di detta capacità è rappresentato dal parallelo del condensatore fisso C1 e da una capacità variabile, diversa per ognuna delle otto frequenze, ottenuta variando la reattanza capacitiva di un bipolo, costituito dalla serie di un reostato e di un condensatore, posta in parallelo ad un altro condensatore; ciascuno di questi gruppi è inserito mediante i contatti K1-K2-K3 . . .K8 montati in un separato pannello e collegato ai punti AA' (fig. 2).

Una retroazione di emettitore conferisce stabilità al sistema.

L'alimentazione dell'oscillatore è derivata ai capi del diodo Zener OAZ 203; in tal modo, anche se la tensione della batteria di alimentazione scende dal valore nominale di 13,5 V al valore della tensione di Zener, di circa 6,3 V, la tensione dell'oscillatore praticamente non varia. Abbiamo così ottenuto una notevole indipendenza dello stadio oscillatore dalla condizione di carica della batteria; ciò è molto importante perchè, se la frequenza dell'oscillazione varia al variare della tensione, si rischia di non riuscire più a controllare il radiomodello che si comanda.

L'oscillatore è seguito da uno stadio separatore utilizzante un transistore OC 71 nella configurazione « emitter follower », al fine di ottenere una elevata impedenza di ingresso, per non caricare l'oscillatore, ed una bassa impedenza d'uscita.

Il segnale viene trasferito allo stadio finale, ed è regolato dal reostato P9, con il quale è così possibile variare l'indice di modulazione.

Lo stadio finale utilizza un transistore OC 74 sul cui circuito di collettore è inserito il trasformatore di modulazione che modula completamente l' alimentazione dello stadio a radiofrequenza.

La sezione a radiofrequenza comprende un oscillatore a quarzo che genera la portante a radiofrequenza, risultando in tal modo sufficientemente stabile.

Il quarzo lavora in « Overtone » (3° armonica), e, a proposito della sua scelta, facciamo notare che è bene scegliere un quarzo per trasmissione, tale che sia facilmente reperibile il corrispondente quarzo per ricezione, la cui frequenza sia discosta da quella di trasmissione del valore di 445 kHz, e questo in previsione della eventualità di costruire un ricevitore supereterodina a quarzo. (Si monti il quarzo a frequenza più elevata sul trasmettitore).

Il transistore utilizzato come oscillatore è un OC 170, al cui collettore è connesso

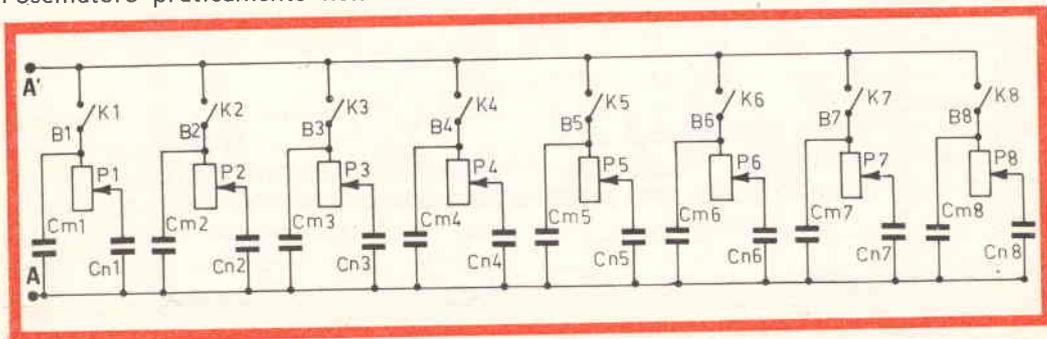



Fig. 2 - Schema elettrico dei gruppi oscillatori di nota.

Fig. 3 - Il pannello del circuito stampato visto dal lato dei componenti.

un circuito risonante formato dalla induttanza L1, dal condensatore C6 e dal compensatore C7; variando la capacità C7 è facile portare in oscillazione il circuito. La corrente a radiofrequenza, che circola nell'induttanza L1, genera per mutua induzione nella bobina L2, che costituisce un « link », una tensione che viene applicata alla base del transistore AF 118, amplificatore finale.

Lo stadio finale, amplificatore di potenza a radiofrequenza, comprende infatti il transistore AF 118 con carico anodico accordato per mezzo delle capacità C9 e C10 e dell'induttanza L3. Il « link » L4 preleva il segnale e lo trasferisce all'antenna.

Realizzazione pratica

Il montaggio può essere realizzato su circuito stampato, avvalendosi del noto corredo « Print Kit ». In fig. 3 è rappresentato il circuito stampato visto dal lato dei componenti, mentre in fig. 4 il circuito è visto dal lato delle saldature; le dimensioni del circuito di fig. 4 sono quelle reali, cioè in scala 1 : 1, al fine di poter utilizzare direttamente il disegno per ricavare il circuito stampato, interponendo semplicemente un foglio di carta di ricalco tra la pagina della rivista e la piastra di rame e seguendo con una punta i contorni del disegno.

Si tenga presente che il montaggio descritto è previsto per 8 canali; coloro che intendessero aumentare il numero dei canali dovranno modificare il circuito stampato ripetendo, per ogni canale aggiunto, la parte del disegno interessante i condensatori ed il reostato di nota.

Durante il montaggio dei componenti è necessario prestare attenzione ai collegamenti del trasformatore dell'oscillatore,

che dovrà essere inserito come appare nella fig. 5.

Come trasformatore di modulazione si può usare il trasformatore H/504 senza bisogno di modificarlo: infatti il disadattamento di impedenze che si compie usando detto trasformatore in sostituzione di quello di calcolo è contenuto in limiti abbastanza modesti. Il trasformatore deve essere montato secondo la disposizione di fig. 6, lasciando libero il collegamento centrale.

Si tenga presente che il punto rosso segnato sull'involucro del diodo Zener rappresenta il catodo, e quindi deve essere collegato a massa, essendo il diodo polarizzato inversamente.

Per quanto riguarda la sezione a radiofrequenza, i dati costruttivi delle bobine sono i seguenti:

bobina L1: 11 spire di filo di rame smaltato di 1,2 mm avvolte su supporto di 11 mm di diametro, provvisto di nucleo.

bobina L2: 5 spire di filo ricoperto in plastica avvolte sulla bobina L1 a partire dal lato freddo.

bobina L3: 11 spire di filo di rame smaltato di 1,2 mm avvolte su supporto di 11 mm di diametro, provvisto di nucleo.

bobina L4: 5 spire di filo ricoperto in plastica avvolte sulla bobina L1 a partire dal lato freddo.

bobina L5: 11 spire di filo di rame smaltato di 1,2 mm avvolte su supporto di 11 mm di diametro, provvisto di nucleo.

Durante il montaggio dei condensatori variabili, si presti attenzione a disporre gli stessi in modo che il rotore si trovi connesso a massa, e ciò al fine di non variare le condizioni di funzionamento nella fase di taratura.

L'alimentazione del circuito avviene collegando la batteria di alimentazione a 13,5 V (ottenuta ad esempio con tre pile a 4,5 V connesse in serie) ai punti indicati con « + » e « — » nella fig. 3; la antenna è collegata al punto « Ant. » ed i pulsanti di nota che, come si è già detto, risultano esterni al montaggio, devono essere collegati tra il punto A' ed i punti B1, B2 . . . B8.

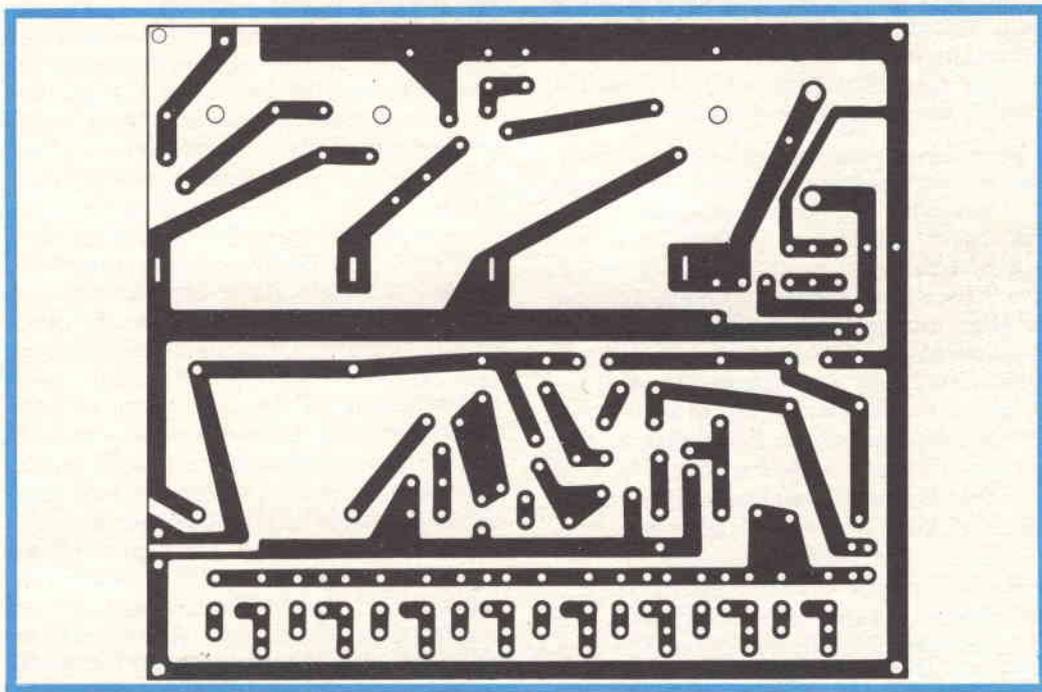



Fig. 4 - Il pannello del circuito stampato visto dal lato delle connessioni (scala 1 : 1).

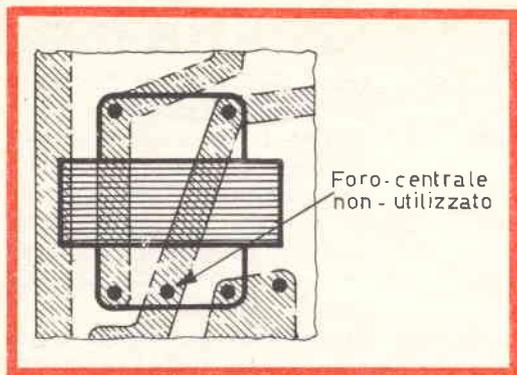



Fig. 5 - Particolare del circuito stampato visto dal lato dei componenti in cui appare la disposizione del trasformatore oscillatore.

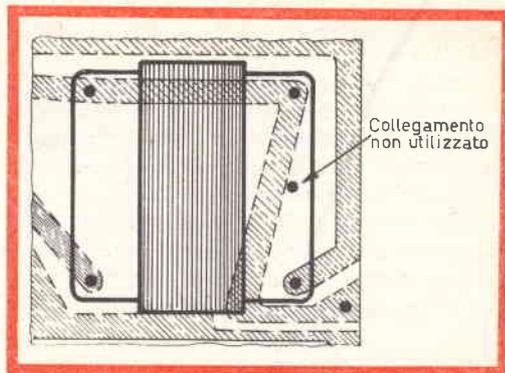



Fig. 6 - Particolare del circuito stampato visto dal lato dei componenti che mette in evidenza la disposizione del trasformatore di modulazione.

Taratura

Le operazioni di messa a punto del trasmettitore possono essere diverse in relazione al tipo di attrezzatura posseduta: al minimo è richiesto un tester, e di valido aiuto può essere il misuratore di campo descritto in questo stesso numero di Selezione. Distinguiamo la taratura della sezione in alta frequenza dalla taratura della sezione in bassa frequenza e per non danneggiare i transistori Tr4 e Tr5, lasciando disarcordati gli stadi, è bene iniziare allineando la sezione a radiofrequenza.

La messa a punto di uno stadio a radiofrequenza può essere effettuata facilmente misurandone la corrente assorbita; poichè, però, è per noi difficile misurare la corrente assorbita dallo stadio oscillatore, senza modificare il circuito stampato, effettueremo la taratura misurando la corrente totale dell'oscillatore e dell'amplificatore finale. Per questo prima di inserire il trasformatore di modulazione, è necessario procedere alla taratura, collegando il punto indicato con « + » al polo positivo della batteria di alimentazione, il punto « M » con il polo negativo, e collegando in serie al circuito un milliamperometro. La corrente assorbita, con apparecchio tarato, risulta compresa tra 17 ÷ 20 mA.

Perchè lo stadio oscillatore generi una onda a radiofrequenza, è necessario eccitare il quarzo accordando il circuito risonante di collettore sulla frequenza del quarzo stesso, e questo avviene agendo sul nucleo della bobina L1 e sul condensatore variabile C6; l'oscillazione si ha quando la corrente assorbita presenta un minimo.

Con il misuratore di campo su accennato, posto nelle vicinanze, è possibile assicurarsi dell'avvenuta oscillazione. Poichè durante queste operazioni è rimasto collegato lo stadio finale, non ancora allineato, per non danneggiare il transistore occorre procedere rapidamente, e, nel caso che non si riuscisse ad accordare subito gli stadi, è bene lasciare raffreddare i transistori prima di procedere ad altri tentativi.

Lo stadio oscillatore dovrebbe eccitarsi facilmente, in caso contrario provare a variare il valore della capacità fissa di accordo C5 ed eventualmente la resistenza di emettitore R12. Gli stessi accorgimenti valgono per la taratura dello stadio finale a radiofrequenza. Rimane ora da accordare lo stadio d'antenna: usando un'antenna a stilo, accorciata rispetto alla lunghezza $\lambda/4$, essa presenta una componente capacitiva che deve essere compensata dalla induttanza L5. In parallelo a quest'ultima è posta la capacità C12, il cui valore dipende dal tipo di antenna usata; è comunque facile determinarne il valore misurando con il misuratore di campo l'intensità del vettore campo elettrico: il valore ottimo è quello cui corrisponde la massima indicazione.

La regolazione fissa dell'accordo d'antenna è affidata al nucleo della bobina L5. Ora che è stata effettuata una prima taratura, avvalendosi sempre del misuratore di campo, è possibile migliorare il rendimento del circuito variando l'accoppiamento tra le bobine L1, L2 e L3, L4, cui corrisponde necessariamente una variazione dei condensatori variabili C7 e C10, per mantenere costante la frequenza di risonanza.

Il trasmettitore risulterà perfettamente allineato quando l'indicazione del misuratore di campo sarà massima.

Dopo aver tarato la parte a radiofrequenza, si può inserire il trasformatore di modulazione e procedere alla messa a punto della sezione a bassa frequenza; la alimentazione deve essere connessa ai punti « + » e « — ». I punti indicati nello schema con A' e B1, B2 ecc., devono essere collegati ai pulsanti di nota, premendo i quali (naturalmente uno alla volta) si determina la frequenza di oscillazione.

La messa a punto inizia controllando che il transistore Tr1 oscilli regolarmente: questo si può fare usando una normale cuffia fonica collegata ai capi della resistenza di emettitore R8 del transistore Tr2; in cuffia dovrà essere udito il segnale a bassa frequenza, e lo stesso segnale sarà presente al secondario del trasformatore di modulazione, cioè tra i punti M e « — », e potrà essere regolato in ampiezza agendo sul reostato P9. Naturalmente sarebbe meglio eseguire il controllo con un oscilloscopio, il quale visualizza la forma d'onda; comunque tale strumento non è strettamente necessario.

La prova deve essere eseguita con i contatti K1, K2, ecc. aperti; in tal caso la frequenza di oscillazione è massima, ed è determinata dall'induttanza del trasformatore e dalla capacità C1. Non è pertanto possibile usare detta frequenza come fonte di informazione, in quanto essa è sempre presente. Si deve quindi fare attenzione a far cadere questa frequenza al di fuori della banda utile del relé a lamine vibranti usato in ricezione.

La taratura vera e propria avviene determinando i valori delle capacità Cm e Cn per ogni valore della frequenza di risonanza di ogni lamina.

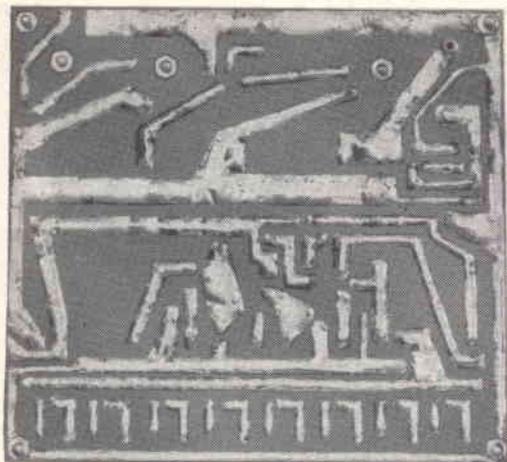
Nel modello da noi costruito abbiamo usato in ricezione un relé a lamine vibranti marca « MARTIN PFEIL »; i dati riportati in tabella 1 sono pertanto indicativi e si riferiscono al relé menzionato.

Tabella 1

Lamina	Frequenza (Hz)	C1 (nF)	Cm (nF)	Cn (nF	P (kohm)
1	460	10	1	3	50
2	420	10	3+1	3	50
3	390	10	5+3	3	50
4	370	10	10	5	50
5	340	10	10+5	5	50
6	320	10	20	5	50
7	300	10	20+3	5	50
8	280	10	30	5	50

I valori di Cm sono ottenuti facendo il parallelo di condensatori di valori commerciali. Le operazioni di taratura possono essere eseguite collegando il relé al secondario del trasformatore di modulazione (tra i punti M e « — ») e trovando per tentativi i valori dei condensatori necessari per ottenere la vibrazione delle lamine. La variazione di frequenza avviene agendo sui reostati P1, P2 . . . P8.

È bene iniziare dalle frequenze più basse, poichè, a causa della tolleranza dei componenti e della variazione del « β » da transistore a transistore, può accadere che, se tutte le variazioni rispetto ai dati di calcolo agiscono nello stesso senso, il transistore Tr1 cessi di oscillare per le frequenze più basse, per le quali occorre un maggior fattore di reazione positiva. In tal caso è necessario diminuire leggermente il valore della resistenza R3, compatibilmente con una buona forma d'onda, o, per lo meno, con una buona resa; si noti però che una diminuzione di R3 può determinare una leggera variazione di frequenza, che si compensa facilmente variando la capacità CM o Cn. Si noti che nel circuito stampato sono previsti due condensatori per canale posti in parallelo per ottenere Cm, ed in quei casi in cui è sufficiente un solo condensatore, rimane disponibile lo spazio di un condensatore

Tarata la frequenza inferiore, si passa alla frequenza superiore, e quindi alle

— Come si presenta il circuito stampato a montaggio effettuato.

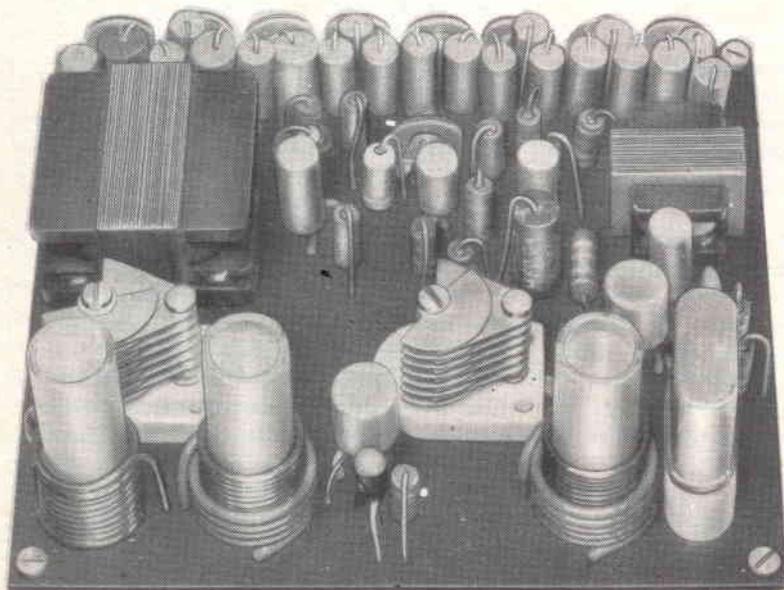
frequenze intermedie. A questo punto ci si assicuri che, nelle condizioni peggiori di alimentazione (batteria scarica: $\simeq$ 8 V), l'indice di modulazione non sia eccessivo e tale da bloccare periodicamente le oscillazioni: per questo si regoli il reostato P9, sino ad ottenere un buon risultato su tutte le frequenze di modulazione.

Il trasmettitore si può considerare ora completamente tarato; con una goccia di vernice si fissano infine nella loro posizione i nuclei delle bobine, i condensatori variabili ed i reostati.

Il collaudo vero e proprio e la prova di distanza possono essere effettuati solo se si è in possesso di un radioricevitore.

È bene iniziare ponendo il ricevitore in prossimità del trasmettitore ed allontanandolo progressivamente sino a che si ottiene ancora un funzionamento sicuro.

La portata dipende naturalmente dalla sensibilità del ricevitore e dalle condizioni di allineamento del trasmettitore: nella prova da noi effettuata abbiamo usato come ricevitore una supereterodina controllata a quarzo, e la distanza è risultata di circa 600 ÷ 700 m. Facciamo presente che non pretendiamo di coprire, con il modello costruito, grandi distanze, essendo la portata limitata dalla potenza dello stadio amplificatore a radiofrequenza, e quindi dalla potenza di modulazione, cui consegue una maggiore complicazione circuitale. Riteniamo comunque che il trasmettitore ora presentato possa soddisfare alle esigenze di molti lettori.

Ing. P. Ricci

Vista del trasmettitore osservato dalla parte anteriore.

MATERIALE OCCORRENTE

N.	Simbolo	Descrizione
1	R1	47 kohm
1	R2	5,6 kohm
2	R3-R5	68 kohm
1	R4	560 ohm
3	R6-R11-R15	220 ohm
1	R7	100 kohm
1	R8	1,8 kohm
1	R9	5,6 kohm
1	R10	1,5 kohm
1	R12	57 kohm
1	R13	12 kohm
1	R14	270 ohm
8	P1 . . .P8	reostati 0,05 Mohm
1	P9	reostato 0,01 Mohm
1	C1	10 nF
1	C2	40 nF
2	C3-C4	16 μF 10 V
3	C5-C8-C11	1 nF
2	C6-C9	10 pF
2	C7-C10	con. variabile 2 ÷ 30 pF
1	C12	12 pF
2	Cm e Cn	1 nF } condensatori dei gruppi oscillatori di nota
6	» »	3 n
7	» »	5 n
2	» »	10 n
2	» »	20 n
1	» »	30 n
1	Tr1	transistore oscill. B.F. OC 71
1	Tr2	» separatore OC 71
1	Tr3	» amplif. B.F. OC 74
1	Tr4	» oscill. RF OC 170
1	Tr5	» amplif. RF AF 118
1	Z1	Diodo Zener OAZ 203
1	T1	trasformatore oscillatore
1	T2	» di modulazione
1	Q	27,205 MHz
1	—	zoccolo per quarzo
3	—	supporti in polistirolo
3	—	nuclei per supporti
1	—	antenna telescopica

La principale arteria di accesso alla città di Eindhoven (Olanda) sarà presto dotata, per un ampio tratto, di un sistema automatico di indicazioni di velocità. I guidatori che si atterranno a tali indicazioni raggiungeranno i due semafori esistenti in questo tratto, proprio nel momento in cui essi daranno via libera nella loro direzione.
Gli indicatori di velocità, che saranno visibili a circa 1300 m di distanza dal primo incrocio, sono analoghi ai semafori convenzionali. Invece dei tre colori, rosso-giallo- verde, su di essi sono indicate delle cifre, una delle quali si illumina automaticamente in un particolare momento. Tali cifre segnalano la velocità oraria che un guidatore deve mantenere per trovarsi all'incrocio col semaforo verde nella propria direzione di marcia.

a cura di L. Biancoli

LE VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI

TEORIA DI FUNZIONAMENTO E TECNICA DI IMPIEGO

Parte ottava - STADI AMPLIFICATORI DI POTENZA IN CLASSE « A »

Il fenomeno dell'amplificazione da parte delle valvole termoioniche è subordinato — agli effetti della qualità — alle condizioni in cui esse vengono fatte funzionare. In pratica, ogni stadio amplificatore ha una sua curva di responso, che rappresenta le caratteristiche di funzionamento dello stadio stesso nei confronti della gamma di frequenze entro la quale esso funziona.
Tale curva è tanto più estesa, quanto maggiore è la cura con cui lo stadio viene progettato, e quanto più razionalmente sono stati dimensionati i componenti del circuito. Un altro fattore che determina la maggiore o minore fedeltà di amplificazione risiede nella posizione del punto di lavoro sulla curva caratteristica della valvola.
In questa occasione, vengono esaminati in dettaglio questi particolari, e vengono descritti i principi in base ai quali un amplificatore può essere classificato nella categoria dell'Alta Fedeltà.

AMPLIFICATORI AD ALTA FEDELTA'

Le possibilità di funzionamento degli amplificatori ad alta fedeltà vengono normalmente espresse in funzione del **responso alla frequenza,** della **distorsione armonica** totale, della **massima potenza di uscita,** e del **livello del rumore di fondo.**

Per consentire la riproduzione ad alta fedeltà di segnali complessi, un amplificatore deve presentare un responso alla frequenza che non subisca variazioni superiori ad 1 decibel entro l'intera gamma delle frequenze acustiche. La tecnica di uso generale consiste nel progettare l'amplificatore in modo tale che il responso alla frequenza risulti appunto **lineare** (ossia uniforme) entro 1 decibel tra una frequenza inferiore a quella più bassa che deve essere riprodotta, ed una frequenza notevolmente superiore alla frequenza limite della medesima gamma, ossia della più alta che l'orecchio umano sia in grado di percepire.

La distorsione armonica e la distorsione per **intermodulazione** determinano variazioni dei suoni che possono esercitare un'azione di peggioramento agli effetti della qualità dei suoni riprodotti.

La distorsione armonica provoca variazioni nel carattere di un tono o suono individuale, a causa dell'aggiunta di fre-

quenze armoniche che non erano presenti nei suoni prodotti in origine. Agli effetti della riproduzione ad alta fedeltà, la distorsione armonica totale (espressa sotto forma di percentuale della potenza di uscita) non deve essere maggiore dell'1 % rispetto al livello desiderato di ascolto. Alcune valvole sono state studiate in modo da consentire una distorsione armonica estremamente ridotta, se vengono usate in circuiti di amplificazione funzionanti in contro-fase, e progettati con le dovute cure.

La distorsione per intermodulazione è costituita da una variazione della forma d'onda di un tono o suono individuale, risultante dall'influenza di un altro suono, ossia di un altro segnale, presente contemporaneamente al primo nel medesimo circuito.

Questo tipo di distorsione non si limita ad alterare le caratteristiche del timbro del suono modulato, ma determina anche la produzione di segnali spurii aventi frequenze eguali alla somma ed alla differenza dei due segnali interferenti.

La distorsione per intermodulazione deve essere inferiore al 2 % del livello di ascolto desiderato. In genere, qualsiasi amplificatore che presenti una bassa distorsione per intermodulazione, presenta anche una bassa distorsione armonica.

La massima potenza di uscita che un amplificatore ad alta fedeltà deve essere in grado di fornire dipende dalle relazioni assai complesse che intercorrono tra numerosi fattori, tra i quali figurano le dimensioni e le caratteristiche acustiche dell'ambiente in cui l'amplificatore deve consentire l'ascolto, il livello desiderato di ascolto, ed il rendimento del sistema di altoparlanti adottato.

In pratica, tuttavia, è possibile stabilire le esigenze di un amplificatore in funzione della cubatura dell'ambiente in cui deve funzionare, e del rendimento dello o degli altoparlanti.

La potenza acustica necessaria per riprodurre i passaggi di maggiore intensità di un brano musicale per orchestra, al livello di una sala da concerto, in ambienti di dimensioni minime, è pari a 0,4 watt circa. Dal momento che gli altoparlanti ad alta fedeltà del tipo generalmente disponibile per l'impiego in applicazioni domestiche hanno un rendimento pari al 5 % circa, lo stadio finale dell'amplificatore deve quindi essere in grado di fornire una potenza di uscita minima di 8 watt.

Inoltre, dal momento che numerosi tipi di sistemi complessi di altoparlanti a larga banda di frequenze, ed in particolare quelli nei quali vengono usati speciali circuiti discriminatori di frequenza, presentano un rendimento inferiore al 5 %, le valvole finali usate per eccitare un sistema di riproduzione di questo genere devono essere in grado di fornire potenze di uscita corrispondentemente maggiori, e ne esistono tipi che possono fornire notevoli potenze di uscita per eccitare diversi tipi di sistemi di riproduzione, allorché vengono usati con circuiti di amplificazione finale in contro-fase appositamente progettati.

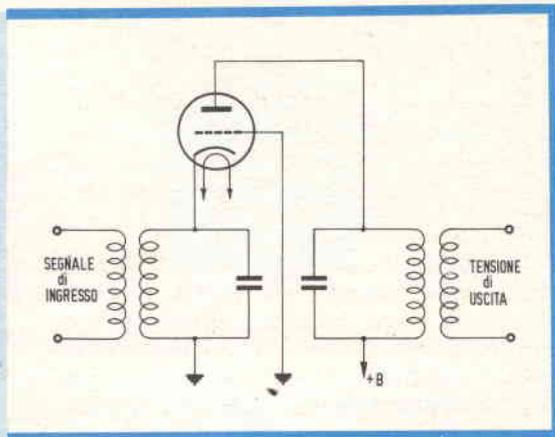
Il livello di rumore di un amplificatore ad alta fedeltà determina la portata di volume che l'amplificatore è in grado di fornire, vale a dire che determina la differenza (solitamente espressa in decibel) tra la riproduzione sonora più debole che possa essere udita, e la più forte che possa essere fornita.

Dal momento che la massima portata di volume attualmente adottata agli effetti della riproduzione di programmi musicali è di circa 60 decibel, il livello di rumore di un amplificatore adeguato alle esigenze della riproduzione ad alta fedeltà deve essere inferiore al livello del segnale corrispondente al livello desiderato di ascolto, di almeno 60 decibel.

VARI TIPI DI CIRCUITI

Circuiti ad eccitazione catodica

Nei capitoli precedenti abbiamo analizzato la tecnica di impiego delle valvole negli stadi di amplificazione convenzionali ad eccitazione di griglia — vale a

Fig. 44 - Esempio di circuito di uno stadio di amplificazione ad eccitazione catodica. Il segnale viene applicato tra catodo e massa, in modo da variare la polarizzazione di griglia. Il segnale di uscita è disponibile nel circuito di placca. Se ai valori induttivi vengono sostituiti dei valori resistivi, il circuito risulta adatto al funzionamento con segnali di Bassa Frequenza.

dire negli stadi in cui il catodo funge da elettrodo in comune al circuito di ingresso ed a quello di uscita.

Occorre però considerare che le valvole possono essere usate anche come stadi amplificatori in circuiti particolari, nei quali la griglia o la placca vengono usate come elettrodi in comune ai due circuiti.

Con ogni probabilità, il più importante di questi tipi di amplificatori è quello ad eccitazione catodica, del quale stiamo per occuparci, oltre al tipo ad accoppiamento catodico (« cathode follower »), del quale ci occuperemo più avanti, a proposito delle applicazioni della tecnica di impiego della reazione inversa, detta anche controreazione.

La **figura 44** illustra il circuito tipico di uno stadio funzionante con eccitazione catodica. Il carico è collegato — nel modo convenzionale — in serie al circuito di placca, ed il segnale di uscita viene prelevato tra la placca e la massa, esattamente come accade nei confronti di uno stadio comune del tipo ad eccitazione di griglia, come quelli esaminati in precedenza.

Per contro, nel circuito al quale ci riferiamo, la griglia di controllo è collegata direttamente a massa, e la tensione del segnale di ingresso risulta applicata ai capi di un'impedenza di valore appropriato, collegato in serie al circuito del catodo.

Il circuito ad eccitazione catodica si rivela particolarmente utile nelle applicazioni funzionanti su frequenze assai elevate, ossia nel campo delle « VHF » (Very High Frequencies, ossia frequenze molto alte), e delle « UHF » (Ultra High Frequencies, ossia frequenze ultra alte), nelle quali si riscontra la necessità di ottenere caratteristiche di funzionamento a basso livello di rumore. Tali caratteristiche implicano normalmente l'uso di triodi, soprattutto nei casi in cui un circuito del tipo convenzionale ad eccitazione di griglia presenterebbe una certa instabilità di funzionamento, dovuta agli effetti di reazione che si manifestano attraverso la capacità interelettrodica tra griglia e placca, internamente alla valvola.

Nel circuito di uno stadio funzionante ad eccitazione catodica, il collegamento a massa della griglia fa sì che questa si comporti esattamente alla stessa stregua di uno schermo capacitivo tra il catodo e la placca, permettendo così di ottenere una buona stabilità di funzionamento con frequenze più elevate di quelle con le quali è possibile usare i circuiti convenzionali.

L'impedenza di ingresso di uno stadio del tipo ad eccitazione catodica è eguale approssimativamente all'inverso della transconduttanza, ossia al valore $1/g_m$, a patto che la resistenza di carico sia di valore basso rispetto alla resistenza di placca r_p della valvola. Di conseguenza, occorre disporre di una certa quantità di potenza,

per eccitare adeguatamente un circuito di questo tipo. Tuttavia, nel metodo di impiego nel quale vengono usati gli stadi funzionanti ad eccitazione catodica, i vantaggi presentati da questo sistema di collegamento con griglia a massa sono normalmente superiori agli svantaggi da esso derivanti.

Il circuito illustrato alla figura 44 funziona evidentemente con segnali ad Alta Frequenza, a causa della presenza di circuiti accordati. Se però sostituiamo i gruppi LC (induttanza e capacità) presenti nei circuiti di catodo e di placca della valvola, con altrettante resistenze di valore appropriato, il medesimo circuito assume le caratteristiche che ne consentono il funzionamento anche con segnali di bassa Frequenza. In tal caso — però — il segnale di ingresso deve essere applicato al catodo tramite un condensatore, ed il segnale di uscita deve essere prelevato dalla placca, anch'esso attraverso una capacità.

Reazione negativa o controreazione

Un circuito di reazione inversa, denominato a volte circuito degenerativo, è costituito da uno stadio nel quale una parte della tensione di uscita di una valvola viene applicata all'ingresso della valvola stessa o di uno stadio precedente, in opposizione di fase rispetto al segnale originale applicato alla valvola in questione.

I due vantaggi di notevole importanza offerti dalla reazione inversa, o controreazione, sono i seguenti: una diminuzione della distorsione prodotta da ciascuna delle valvole comprese nel circuito di reazione, ed una diminuzione delle variazioni di guadagno, dovute alle variazioni della tensione di rete, alle eventuali differenze tra le caratteristiche intrinseche di valvole del medesimo tipo, o a variazioni dei valori delle costanti dei circuiti compresi nel circuito di reazione.

La reazione inversa viene usata negli amplificatori di Bassa Frequenza per diminuire la distorsione prodotta dallo stadio di uscita, nel quale l'impedenza di carico applicata alla valvola è costituita da un altoparlante. Dal momento che l'impedenza di un altoparlante non presenta un valore costante per tutte le frequenze acustiche, l'impedenza di carico applicata alla valvola varia col variare della frequenza del segnale. Ora, quando la valvola di uscita è un pentodo oppure una valvola a fascio elettronico, caratterizzata da una elevata resistenza di placca, questa variazione dell'impedenza di carico — se non viene opportunamente corretta — può essere causa di una notevole distorsione di frequenza.

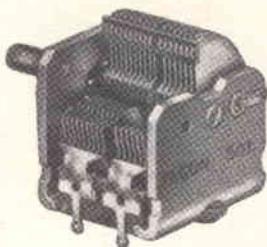
La suddetta distorsione di frequenza può essere ridotta mediante l'accorgimento che consiste appunto nella applicazione di una **reazione inversa.**

I circuiti di reazione inversa, o di controreazione, possono essere del tipo a **tensione costante,** oppure del tipo a **corrente costante.**

La **figura 45** illustra il metodo di applicazione del tipo di controreazione a tensione costante, ad uno stadio finale consistente in una singola valvola del tipo a fascio elettronico.

In questo circuito, le resistenze R 1 ed R 2, e la capacità C, sono collegate come un partitore di tensione ai capi dell'uscita della valvola. L'avvolgimento secondario del trasformatore di ingresso di griglia è collegato in modo che il terminale di ritorno del circuito di griglia faccia capo a un determinato punto del suddetto partitore di tensione.

La capacità C ha il compito di bloccare la corrente continua di placca, impedendole di raggiungere il circuito di griglia. Tuttavia, una parte della tensione del segnale di Bassa Frequenza fornito dalla valvola, pari approssimativamente alla tensione di uscita moltiplicata per la frazione R 2/(R 1 + R 2), viene applicata alla griglia. Questa tensione provoca una diminuzione dell'impedenza della sorgente del circuito, e viene così ottenuta una diminuzione della distorsione, nel modo illustrato dalle curve di cui alla **figura 46.**

Consideriamo innanzitutto il funzionamento dell'amplificatore senza l'impiego della reazione inversa. Supponiamo che —

FACON
FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l.
VARESE - VIA APPIANI, 14 - TELEF. 22.501
FACON

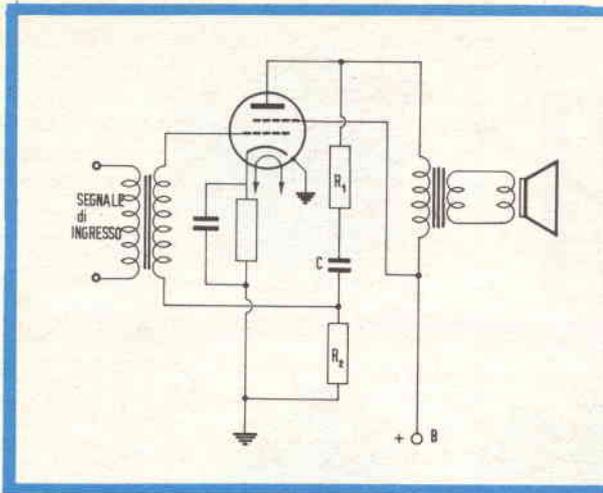



Fig. 45 - Circuito di uno stadio finale, costituito da una valvola di potenza a fascio, nel quale è presente un sistema di controreazione o reazione negativa. Il segnale presente sulla placca viene prelevato e convogliato a massa — in parte — tramite il partitore costituito da R 1 e da R 2, in serie tra loro, e tramite la capacità C presente tra le prime due. Il ritorno di griglia fa capo al terminale inferiore della suddetta capacità. Il segnale che viene in tal modo applicato alla griglia, in opposizione di fase rispetto al segnale di ingresso, costituisce la contro-reazione.

quando una certa tensione di segnale e_s risulta applicata alla griglia — la corrente di placca a Bassa Frequenza i'_p presenti una certa irregolarità nella forma di onda del semi-periodo positivo.

Questa irregolarità rappresenta una alterazione rispetto alla forma d'onda del segnale di ingresso, e costituisce — pertanto — una distorsione. A causa di questa particolare forma d'onda della componente alternata della corrente anodica, la componente alternata della tensione di placca presenta la forma d'onda illustrata da e'_p.

La forma d'onda della tensione di placca risulta invertita rispetto alla forma d'onda della corrente di placca, e ciò in quanto un aumento di intensità della corrente determina un aumento della caduta di tensione che si verifica ai capi del carico anodico. La tensione presente sulla placca è costituita dal valore risultante

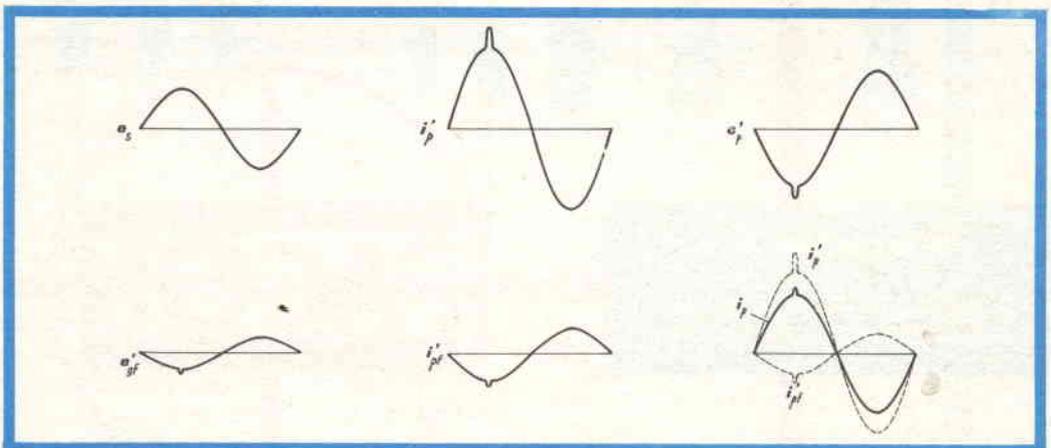



Fig. 46 - Dimostrazione grafica dell'efficacia della contro-reazione. « e_s » rappresenta un segnale di ingresso perfettamente sinusoidale, ed i'_p rappresenta invece la corrente di placca recante un'alterazione dovuta alla distorsione. « e'_p » riproduce l'andamento della tensione di placca, ed e'_{gf} la forma d'onda del segnale retrocesso alla griglia. Sovrapponendo alla corrente di placca i'_p il segnale di corrente i'_{pf}, si ottiene l'andamento i_p della corrente anodica, nel quale l'alterazione della distorsione è assai meno pronunciata.

dalla differenza tra la tensione di alimentazione e la caduta di tensione attraverso il carico; ne deriva che, quando l'intensità della corrente anodica aumenta, la tensione di placca diminuisce, mentre — quando la corrente anodica diminuisce — la tensione anodica aumenta.

Supponiamo ora di applicare un sistema di reazione inversa all'amplificatore. La tensione che viene retrocessa alla griglia presenta in tal caso la medesima forma d'onda e la medesima fase della componente alternata della tensione di placca, dalla quale viene prelevata appunto per essere retrocessa alla griglia: essa presenta però una minore ampiezza. Di conseguenza, con una forma d'onda della tensione di placca del tipo illustrato in e'_p, la tensione di reazione che si presenta sulla griglia è simile a quella illustrata in e'_{gf}. Questa tensione, applicata alla griglia, determina una componente della corrente anodica come quella illustrata in i'_{pf}. È evidente che la irregolarità della forma d'onda di questa componente della corrente di placca si comporta in modo tale da neutralizzare l'irregolarità originale, e da ridurre pertanto la distorsione.

Dopo aver applicato la reazione inversa, le relazioni che intercorrono tra i due segnali sono illustrate dalla curva i_p. La curva tratteggiata e contraddistinta da i'_{pf} è la componente della corrente anodica dovuta all'applicazione sulla griglia della tensione di reazione. Per contro, la curva tratteggiata e contraddistinta dalla sigla i'_p rappresenta la componente della corrente anodica dovuta al segnale vero e proprio applicato alla griglia.

La somma algebrica di queste due componenti fornisce l'andamento della corrente anodica risultante, illustrato dalla curva in tratto continuo individuata dalla sigla i_p. Dal momento che i'_p è la corrente di placca che scorrerebbe senza l'applicazione della reazione inversa, si può notare che l'applicazione della stessa ha determinato una diminuzione dell'irregolarità della forma d'onda della corrente di uscita.

In questo modo, la reazione inversa agisce in modo tale da correggere qualsiasi componente della corrente anodica che non corrisponda alla forma d'onda del segnale di ingresso, diminuendo così la distorsione.

Dalla curva che rappresenta i_p, si può osservare che — oltre all'effetto di riduzione della distorsione — la contro-reazione provoca anche una diminuzione dell'ampiezza del segnale di uscita. Di conseguenza, quando si applica ad un amplificatore la contro-reazione, unitamente alla diminuzione della distorsione, si ha una diminuzione di guadagno, ossia di sensibilità di potenza. L'applicazione della contro-reazione ad un amplificatore implica pertanto la necessità di applicare allo stadio in cui viene effettuata la correzione, una tensione del segnale di ingresso di maggiore ampiezza, per ottenere la medesima potenza di uscita che si otterrebbe con un segnale di minore ampiezza applicato all'ingresso, e senza contro-reazione: il segnale di uscita così ottenuto presenta però — ripetiamo — una minore distorsione.

La contro-reazione può essere applicata anche agli stadi funzionanti con accoppiamento a resistenza e capacità, così come illustrato alla **figura 47.** Il circuito al quale ci riferiamo è del tutto convenzionale, ad eccezione del fatto che tra le placche delle valvole T 1 e T 2 risulta applicata la resistenza di contro-reazione, R 3.

La tensione del segnale di uscita fornito da T 1, ed una parte della tensione del segnale di uscita fornito da T 2, si presentano ai capi della resistenza R 2. Dal momento che la distorsione che si produce nel circuito di placca di T 2 risulta applicata alla sua griglia in opposizione di fase rispetto al segnale di ingresso, la distorsione che si presenta nel segnale di uscita di T 2 risulta relativamente bassa.

Quando in uno stadio finale di potenza viene applicata una reazione inversa sufficiente del tipo a tensione costante, non è necessario ricorrere all'impiego di un circuito a resistenza e capacità nello stadio di uscita per ridurre il responso alle frequenze acustiche più elevate. I circuiti di reazione inversa possono essere appli-

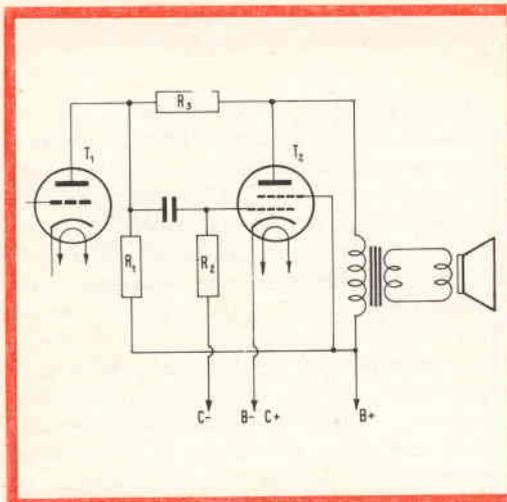



Fig. 47 - Esempio di contro-reazione. applicata in un amplificatore a due stadi accoppiati tra loro a resistenza e capacità. Il potenziale applicato alla placca della valvola T 1, tramite la resistenza R 3, varia col variare del segnale presente sulla placca della valvola T 2. Di conseguenza, la placca di T 1 non è alimentata da una tensione costante. Ciò determina l'effetto di contro-reazione.

cati anche negli stadi finali in contro-fase funzionanti in Classe « A » ed in Classe « AB 1 ».

La contro-reazione a corrente costante viene solitamente ottenuta abolendo il condensatore di filtro che viene normalmente collegato in parallelo alla resistenza di catodo.

Anche questo metodo provoca una diminuzione del guadagno e della distorsione, ma determina anche un aumento della impedenza della sorgente del segnale. Di conseguenza, la tensione del segnale di uscita aumenta in corrispondenza della frequenza di risonanza dell'altoparlante, ed accentua l'effetto di cattiva riproduzione delle note basse, quando l'altoparlante non è adeguatamente smorzato.

In genere, la contro-reazione non viene applicata ad uno stadio finale di potenza a triodo — impiegante ad esempio una valvola del tipo 2 A 3 — in quanto la variazione di impedenza dell'altoparlante col variare della frequenza non determina molta distorsione in uno stadio a triodo avente una resistenza di placca di valore basso. Essa invece viene a volte applicata ad uno stadio a pentodo, sebbene ciò non sia sempre conveniente. Come è stato dimostrato, quando in un amplificatore viene applicata la contro-reazione, è necessario aumentare l'ampiezza del segnale di ingresso, al fine di ottenere il medesimo valore della potenza di uscita. Occorre ora considerare che, quando la contro-reazione viene usata nei confronti di un pentodo, la tensione necessaria per ottenere la massima potenza di uscita può essere di valore talmente ampio da risultare scomodo, sebbene essa sia sempre inferiore a quella necessaria per eccitare un triodo.

Dal momento che una valvola a fascio elettronico permette di ottenere la massima potenza di uscita, pur disponendo di un segnale di eccitazione di ampiezza relativamente bassa, la reazione inversa risulta applicabile particolarmente nei confronti di questo tipo di valvola.

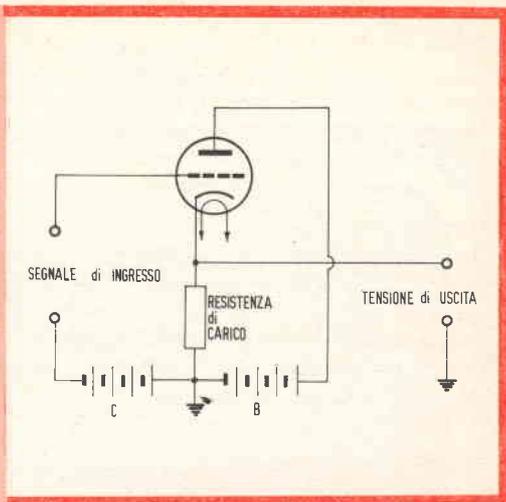
Con l'aiuto della contro-reazione, l'elevato rendimento e l'elevato valore della potenza di uscita di una valvola di potenza a fascio elettronico possono essere combinate tra loro, evitando gli effetti della variazione di impedenza dell'altoparlante.

Circuiti ad uscita catodica

Un'altra importante applicazione della contro-reazione è costituita dal circuito ad accoppiamento catodico, di cui un esempio è illustrato alla **figura 48.**

In questa applicazione, il carico è stato trasferito dal circuito di placca al circuito di catodo della valvola.

La tensione di ingresso risulta applicata tra la griglia e la massa, e la tensione

Fig. 48 - Esempio di circuito a triodo, nel quale la resistenza di carico risulta applicata tra catodo e massa, anziché in serie alla placca. In tal caso, l'impedenza di uscita è assai ridotta, mentre risulta di valore molto più elevato l'impedenza di ingresso dello stadio. I circuiti di questo tipo forniscono sempre un guadagno inferiore all'unità, ossia — in pratica — una certa attenuazione.

del segnale di uscita viene prelevata — come si nota — tra il catodo e la massa.

Il fattore di amplificazione di tensione (A.T.) di questo circuito risulta sempre inferiore all'unità, e può essere espresso in modo conveniente dalle seguenti formule:

per un triodo:

$$A.T. = \frac{\mu \times R_L}{r_p + [R_L \times (\mu + 1)]}$$

per un pentodo:

$$A.T. = \frac{g_m \times R_L}{1 + (g_m \times R_L)}$$

In queste formule, μ rappresenta il fattore di amplificazione, R_L rappresenta il valore della resistenza di carico espresso in ohm, r_p la resistenza di placca espressa anch'essa in ohm, e g_m rappresenta la transconduttanza espressa in mho.

L'impiego di uno stadio ad accoppiamento catodico (per l'esattezza, ad uscita catodica) permette lo studio di circuiti caratterizzati da un valore elevato della resistenza di ingresso e della tensione di uscita. L'impedenza di uscita è invece di valore assai basso, come pure la distorsione che è possibile ottenere. I circuiti ad uscita catodica possono essere usati per l'amplificazione di potenza, o per l'adattamento di impedenza, impiegabile sia per adattare una linea di trasmissione, sia per produrre tensioni di uscita a livello relativamente alto, con bassi valori di impedenza.

In un amplificatore di potenza che sia accoppiato al carico mediante trasformatore, è possibile ottenere la medesima potenza di uscita da parte della valvola, che potrebbe essere ottenuta con un amplificatore convenzionale del tipo ad eccitazione di griglia. L'impedenza di uscita è assai ridotta, e consente un eccellente smorzamento nei confronti del carico, col risultato che è possibile ottenere una distorsione assai lieve.

La tensione da picco a picco del segnale — tuttavia — si approssima ad una volta e mezza la tensione di alimentazione di placca, se si richiede alla valvola l'erogazione della massima potenza. Di conseguenza, può accadere che si riscontrino alcune difficoltà agli effetti dello studio di uno stadio pilota avente caratteristiche conformi alle esigenze di uno stadio di uscita ad accoppiamento catodico.

Quando un circuito ad uscita catodica viene usato come trasformatore di impedenza, il carico consiste solitamente in una semplice resistenza presente nel cir-

cuito di catodo della valvola. Con valori relativamente bassi della suddetta resistenza, il circuito può essere studiato in modo tale da risultare in grado di fornire una quantità di potenza rilevante, e da adattare l'impedenza del dispositivo a quella di una linea di trasmissione.

Adottando valori leggermente più alti della resistenza di catodo, il circuito può essere usato per diminuire il valore della impedenza di uscita tanto quanto basta per consentire la trasmissione di segnali a frequenza acustica lungo una linea nella quale risulti presente una capacità di valore abbastanza rilevante.

Oltre a ciò, il circuito ad uscita catodica può essere usato anche come dispositivo di separazione, per consentire una resistenza di ingresso estremamente alta, ed una capacità di ingresso di basso valore, come può risultare necessario per la realizzazione — ad esempio — della sonda (« probe ») di un oscilloscopio o di un voltmetro a valvola. Circuiti di questo tipo possono essere infine studiati per consentire un effetto soddisfacente di trasformazione di impedenza, senza peraltro implicare una perdita di tensione rilevante.

La scelta di una valvola adatta e delle relative condizioni di funzionamento, per l'impiego in un circuito ad uscita catodica avente una impedenza di uscita (Z_O) determinata, può essere effettuata — in numerosi casi pratici — mediante l'impiego della formula che segue, atta a determinare il valore approssimativo della trasconduttanza richiesta alla valvola:

Valore richiesto di g_m (in μmho) =

$$= \frac{1.000.000}{Z_O \text{ (in ohm)}}$$

Una volta che si è riusciti a stabilire il valore necessario di trasconduttanza, è possibile scegliere una valvola adatta, nonché determinare le relative condizioni di funzionamento, consultando i dati forniti dai fabbricanti di valvole. La valvola scelta deve presentare un valore di trasconduttanza lievemente inferiore a quello ottenuto con l'aiuto della formula di cui sopra, in modo da compensare l'effetto di derivazione da parte della resistenza catodica di carico.

L'abaco di conversione illustrato alla figura 40 (vedi alla sesta parte di questa serie di articoli) può essere usato per eseguire il calcolo delle condizioni di lavoro relative a valori di trasconduttanza non indicati nei dati forniti dai fabbricanti. Dopo aver determinato le suddette condizioni di lavoro, è possibile calcolare il valore approssimativo della resistenza di carico catodico necessaria, mediante le seguenti formule:

per un triodo:

resistenza di carico R_L =

$$= \frac{Z_O \times r_p}{r_p - [Z_O \times (1 + \mu)]}$$

per un pentodo:

resistenza di carico R_L =

$$= \frac{Z_O}{1 - (g_m \times Z_O)}$$

Nelle formule di cui sopra, i valori di resistenza e di impedenza sono espressi in ohm, mentre quelli di trasconduttanza sono espressi in mho.

Se il valore della resistenza di carico catodico, calcolato in modo da fornire la impedenza di uscita richiesta, non determina la tensione di polarizzazione necessaria, il circuito di principio ad uscita catodica è suscettibile di essere modificato in un certo numero di modi. Due delle modifiche che vengono più comunemente apportate sono illustrate alle **figure 49 e 50.**

Nel circuito di figura 49, la polarizzazione viene aumentata aggiungendo una resistenza, avente in parallelo un condensatore, tra il catodo e la resistenza priva di condensatore in parallelo, che costituisce il carico agli effetti dell'uscita cato-

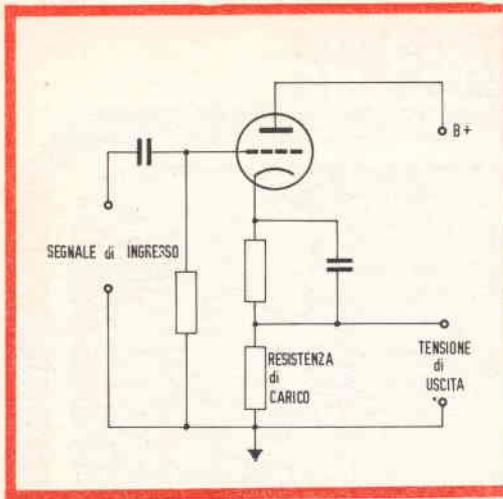



Fig. 49 - Circuito ad uscita catodica, nel quale la polarizzazione di griglia è data dalla somma delle cadute di tensione presenti ai capi di entrambe le resistenze che si trovano in serie al catodo. La resistenza inferiore — invece — costituisce il carico propriamente detto.

dica, e facendo in modo che il ritorno del circuito di griglia faccia capo al terminale inferiore della suddetta resistenza di carico.

Nel circuito di figura 50, invece, si provvede a diminuire la polarizzazione aggiungendo una resistenza, avente un condensatore in parallelo, tra il catodo e la resistenza priva di capacità in parallelo, che costituisce il carico agli effetti dell'uscita catodica, ma facendo in modo — in questo caso — che il ritorno del circuito di griglia faccia capo al punto del circuito che risulta in comune alle due resistenze presenti in serie tra loro nel circuito catodico; la tensione di polarizzazione risultera perciò pari esclusivamente alla caduta di tensione che si presenta ai capi della resistenza avente un condensatore in parallelo, aggiunta a tale scopo.

Il valore del condensatore di filtro deve essere abbastanza elevato affinché presenti ùna reattanza capacitiva trascurabile nei confronti della frequenza più bassa in gioco. Aggiungiamo infine che — in entrambi i casi — la tensione anodica di alimentazione (B) deve essere aumentata in modo da compensare la tensione sottratta per ottenere la polarizzazione desiderata.

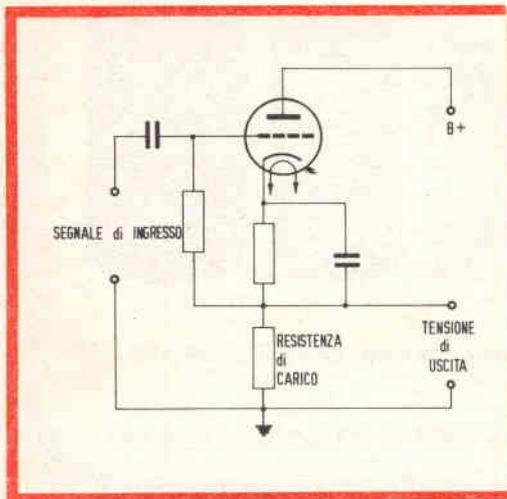



Fig. 50 - In questo circuito — analogo a quello di figura 49 — la polarizzazione di griglia è limitata alla sola caduta di tensione che si presenta ai capi della resistenza superiore, in quanto il ritorno di griglia fa capo al punto di unione tra le due resistenze presenti in serie al catodo, anziché a massa.

Esempio: scegliamo una valvola adatta, e determiniamone le condizioni di funzionamento, ed i valori dei componenti del circuito, che sia del tipo ad uscita catodica, ed avente un'impedenza di uscita adatta a consentire il collegamento ad una linea con un'impedenza di 500 ohm.

Procedimento: innanzitutto, occorre stabilire il valore di trasconduttanza necessario, applicando la formula enunciata, e sostituendo in essa i valori noti, come segue:

Valore necessario di g_m =

$$= \frac{1.000.000}{500} = 2.000\ \mu\text{mho}$$

Con la consultazione dei dati tecnici delle valvole, è facile stabilire che la valvola 12 AX 7 è tra quelle da considerare, in quanto presenta appunto un valore della trasconduttanza di questo ordine. Se ora ci riferiamo alle caratteristiche enunciate nei confronti di una delle unità triodo con elevato valore del fattore « μ », del tipo 12 AX 7, troviamo che — per una tensione di alimentazione della placca pari a 250 volt, ed una tensione di polarizzazione negativa di griglia pari a — 2 volt — la trasconduttanza è di 1.600 micromho, la resistenza di placca è di 62.500 ohm, il fattore di amplificazione è 100, e l'intensità della corrente di placca è di 0,0012 ampère.

Se usiamo questi valori nell'espressione con la quale si determina il valore della resistenza di carico da inserire nel circuito catodico, otteniamo:

Resistenza di carico R_L =

$$= \frac{500 \times 62.500}{62.500 - 500 \times (100 + 1)} = 2.600\ \text{ohm}$$

La tensione presente ai capi di una resistenza avente tale valore, con una corrente di placca pari a 0,0012 ampère, è pari a

$$2.600 \times 0{,}0012 = 3{,}12\ \text{volt}.$$

Dal momento che la tensione di polarizzazione negativa di griglia, necessaria per le condizioni di funzionamento stabilite, è di — 2 volt, occorre adottare un sistema per diminuire la polarizzazione risultante: è perciò conveniente ricorrere alla modifica del circuito di cui si è detto a proposito della figura 50.

La polarizzazione viene fornita da una resistenza che determini una caduta di tensione di 2 volt, quando viene percorsa da una corrente di intensità pari a 0,0012 ampère. Di conseguenza, la resistenza di polarizzazione necessaria è data da

$$2 : 0{,}0012 = 1.670\ \text{ohm}.$$

Se — supponiamo — la frequenza di 60 Hz è la più bassa tra quelle con cui lo stadio deve essere in grado di funzionare, un condensatore da 20 microfarad possiede un valore sufficiente a filtrare un segnale avente appunto tale frequenza: la sua reattanza — infatti — risulta di poco superiore a 0,1 ohm, per cui esso si presta perfettamente ad essere collegato in parallelo alla resistenza di polarizzazione.

Naturalmente — come abbiamo accennato a suo tempo — occorre aumentare la tensione anodica di un valore pari alla caduta di tensione che si presenta ai capi della resistenza catodica, e che — nell'esempio al quale ci riferiamo — ammonta a circa 5 volt. Di conseguenza, la tensione di alimentazione anodica dovrà essere pari a 250 + 5 = 225 volt.

Aggiungiamo che — dal momento che è sempre desiderabile sopprimere, sempre che sia possibile, la resistenza di polarizzazione ed il condensatore ad essa in parallelo — vale la pena di provare ad eseguire il calcolo anche con altri tipi di valvole e con altre condizioni di funzionamento, al fine di ottenere un valore della resistenza di carico catodico che possa anche costituire il valore di polarizzazione necessario.

Se si usa la sezione triodo di una valvola doppio diodo-triodo ad alto coefficiente di amplificazione del tipo 6 AT 6, facendola funzionare nelle condizioni di lavoro enunciate dal fabbricante, con una

tensione di placca pari a 100 volt ed una polarizzazione negativa di griglia pari a — 1 volt, essa consentirà di ottenere un fattore di amplificazione di 70, una resistenza di placca di 54.000 ohm, una trasconduttanza di 1.300 micromho, ed una corrente di placca di intensità pari a 0,0008 ampère. Di conseguenza,

Resistenza di carico R_L =

$$= \frac{500 \times 54.000}{54.000 - 500 \times (70 + 1)} =$$

$$= 1.460 \text{ ohm}$$

La tensione di polarizzazione ottenuta ai capi della resistenza avente tale valore è data da 1.460 x 0,0008 = 1,17 volt. Dal momento che questo valore può essere considerato — in pratica — abbastanza prossimo alla polarizzazione opportuna, nessuna resistenza addizionale di polarizzazione risulterà necessaria per ottenere il valore desiderato, per cui il ritorno del circuito di griglia potrà far capo direttamente a massa. In questo caso, non sussiste più alcuna necessità di aumentare la tensione anodica di alimentazione, in quanto non esiste più alcuna ulteriore caduta di tensione che necessiti di una compensazione.

Il fattore di amplificazione di tensione (A.T.) relativo al circuito ad uscita catodica così concepito, ed impiegante la sezione triodo di una valvola del tipo 6 AT 6, è dato da:

$$A.T. = \frac{70 \times 1.460}{54.000 + 1.460 \times (70 + 1)} = 0{,}65$$

Per le applicazioni nelle quali uno stadio ad uscita catodica viene adottato per separare tra loro due distinti circuiti, ad esempio, quando lo si usa tra un circuito sotto prova e lo stadio di ingresso di un oscilloscopio o di un voltmetro a valvola, la considerazione maggiore deve essere data alla tensione di uscita, e non all'adattamento dell'impedenza.

In queste applicazioni, è desiderabile usare un valore relativamente alto della resistenza di carico catodico, ad esempio dell'ordine di 50.000 ohm, allo scopo di ottenere il massimo valore della tensione di uscita. Al fine di ottenere del pari la polarizzazione corretta, occorre adottare un circuito modificato come nel caso della figura 50, già citata.

Con un valore elevato della resistenza catodica, il fattore di amplificazione della tensione sarà pari all'incirca all'unità: ciò significa — in altre parole — che la ampiezza della tensione di uscita sarà pressoché pari a quella del segnale di ingresso applicato allo stadio ad uscita catodica.

Il traffico marittimo del porto di Emdem (Germania Ovest) del mare del Nord si va sviluppando rapidamente ed il Ministero dei Trasporti della Germania occidentale per la sua tutela sta progettando la realizzazione di una nuova catena radar lunga circa 65 km, provvista di radar portuali. Questo nuovo progetto comprende 5 stazioni radar: Bormkriff, Borkum, Emshörn, Knock West, e Wybelsum.
Al centro operazione di Knock West, distante circa 14 km da Emden, tutte le informazioni appaiono su 10 schermi radar; di qui, gli operatori via radio tengono informati i piloti dei moviment nell'Estuario dell'Ems. Le stazioni radar automatiche vengono messe in funzione dal Centro di controllo per mezzo di un collegamento radio. Anche la trasmissione di segnali radar al centro operazioni è assicurata da un'apparecchiatura automatica.

GENERATORE DI SEGNALI

USCITA BF E RF MODULATA FUNZIONAMENTO A BATTERIA

Questo generatore di segnali impiega due transistori e può dare un'uscita sia a BF che a RF modulata. La BF può essere usata per controllare degli amplificatori, o gli stadi di bassa frequenza di un ricevitore radio. L'uscita a RF è variabile da 1,6 MHz a 170 kHz, ossia all'incirca fra 190 e 1800 metri, e può essere impiegata per verificare o tarare gli stadi a frequenza intermedia o a radio frequenza di un ricevitore per onde medie o onde lunghe.

Le armoniche di 200 kHz sono udibili fino a 10 MHz, mentre quelle di 1 MHz sono udibili fino a 30 MHz con un ricevitore sensibile, per cui è possibile verificare anche alcuni punti delle gamme delle onde corte.

Il generatore funziona con una batteria da 4,5 V e può essere usato sia per controllare ricevitori a transistori, che per ricevitori a valvole alimentati a batteria o dalla rete.

Il circuito del generatore è indicato in fig. 1. Tr1 è un transistore per radio frequenza, del tipo di quelli comunemente usati nei ricevitori supereterodina nello stadio autooscillatore-mescolatore. Tr2 è un transistore di bassa frequenza, e si può usarne un tipo qualsiasi, purchè naturalmente in buono stato.

T 1 è un trasformatore di accoppiamento per transistori o un trasformatore pilota, con un rapporto di trasformazione all'incirca 1 : 2 o 1 : 1.

Quello illustrato nello schema era previsto per uno stadio d'uscita in push-pull, per cui uno dei terminali secondari risulta inutilizzato. Se il transistore Tr2 non dovesse oscillare, basterà invertire i collegamenti al primario di T 1.

Con il commutatore in posizione 1, il segnale a BF generato viene portato al potenziometro VR 1 sul quale si agirà per ottenere l' uscita audio richiesta. Tr1 è l'oscillatore a RF, e per ottenere la variazione di frequenza prefissata con solo due gamme, si è impiegato un condensatore variabile d'accordo a due sezioni di circa 400 pF max. Con il commutatore in posizione 2, il generatore si accorda fra 1,6 MHz e 500 kHz (da 190 a 600 m circa). Quando il commutatore è in posizione 3, la gamma coperta va approssimativamente da 500 a 170 kHz

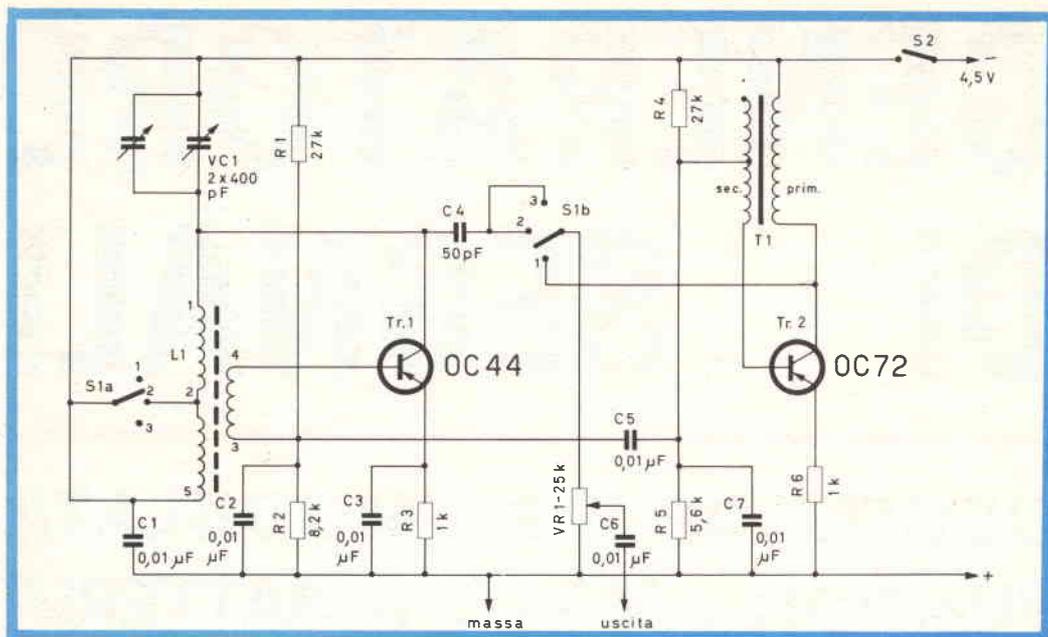



Fig. 1 - Schema elettrico completo del generatore.

(da 600 a 1800 m circa), e quindi comprende buona parte della gamma onde lunghe oltre ai valori più comunemente usati per gli stadi a media frequenza. Il condensatore C_5 accoppia l' oscillatore a RF con quello a BF, che agisce da modulatore, cosicchè la nota di BF può essere udita su un ricevitore sintonizzato sulla stessa frequenza del generatore a RF.

Nella realizzazione del circuito si possono impiegare i soliti componenti per circuiti transistorizzati, ad eccezione di C_6, che dovrà essere un condensatore a mica o di altro tipo ad alto isolamento, in modo da ottenere un sicuro isolamento dagli apparecchi alimentati dalla rete, che possono avere il telaio « caldo ».

Bobina d'accordo

Questa bobina deve essere avvolta su una barretta di ferrite lunga 5 cm e del diametro di 10 mm con del filo isolato in seta del diametro di 0,16 mm (fig. 2). La sezione onde medie è formata da 50 spire affiancate, comprese fra i punti 1 e 2 e con un foglio di carta interposto fra la barretta di ferrite e l'avvolgimento. Si lascia poi una spaziatura di circa 5 mm e si avvolgono ancora 7 spire affiancate, a cui corrisponderanno i terminali 3 e 4. Si lascia quindi un'altra spaziatura di circa 1,5 mm, e si avvolgono 100 spire per la bobina onde lunghe con un avvolgimento a matassa piuttosto compatto.

La fine dell'avvolgimento per le onde medie è collegata all'inizio dell'avvolgimento per le onde lunghe (terminale 2). La fine della bobina per le onde lunghe è il terminale 5. Alcune gocce di collante vengono impiegate per mantenere fissi gli avvolgimenti e i terminali degli stessi. Si tenga presente che tutti gli avvolgimenti devono essere avvolti nello stesso senso.

Si potrebbero impiegare altri tipi di bobine, ma in ogni caso bisognerà tener presente quanto segue. Se la gamma di frequenza coperta dalle variazioni del condensatore variabile è troppo alta, sarà necessario aggiungere delle spire, mentre se la gamma coperta è troppo bassa,

sarà necessario togliere delle spire. Anche delle bobine in aria possono essere impiegate, ma naturalmente saranno necessarie più spire e, in alcuni casi, si potranno usare le bobine di ricevitori a due gamme d'onda ritoccando eventualmente la posizione del nucleo, o il numero delle spire. Con la maggior parte delle bobine di questo tipo sarà necessario togliere delle spire per raggiungere circa i 500 kHz nella banda onde lunghe, con il condensatore VC 1 completamente aperto.

Costruzione

Per il montaggio sarà sufficiente una piastra di materiale isolante delle dimensioni di 100 x 120 mm, forato come indica la fig. 4. La barretta di ferrite, che porta la bobina L_1, viene infilata leggermente forzata in un foro dello stesso diametro e bloccata con collante. Con una punta da 1,5 mm di diametro si potranno fare tutti i fori piccoli, mentre i fori per il fissaggio per potenziometro, del commutatore e del condensatore variabile verranno fatti in funzione dei componenti impiegati.

I componenti vengono montati come indica la fig. 3; i terminali dei transistori Tr1 e Tr2 vengono inseriti nei fori relativi e non è necessario tagliarli. Il trasformatore T 1 può essere anche sostenuto dalle sue pagliette terminali, mentre il condensatore variabile potrà essere fissato anche mediante tre bulloncini. Attenzione a che non siano troppo lunghi e possano cortocircuitare o danneggiare il variabile. Il circuito richiede un commutatore a 3 vie e due poli, ma si potrà usare anche qualsiasi commutatore in surplus con più vie o più poli. La fig. 4 indica anche i collegamenti esistenti fra i vari componenti il circuito, essi possono essere fatti con filo isolato o con filo nudo e isolato con tubetto in plastica. Lo stadio oscillatore di BF deve essere provato da solo una volta eseguiti i collegamenti, collegando le cuffie fra il condensatore C_6 e il positivo della batteria. Se non si ode alcuna nota, invertire i terminali primari, come già accennato.

Due pezzi di filo flessibile sono previsti per il collegamento alla batteria e si è trovato che non si ha alcun vantaggio ad alimentare con più di 4,5 V. L'assorbimento è compreso tra i 2 e i 6 mA a seconda dei transistori impiegati, per cui sarà sufficiente una pila di dimensioni ridotte. Per evitare falsi contatti, sarà bene saldare la pila ai terminali di collegamento al circuito.

Terminali di uscita

Un filo flessibile è collegato alla linea del positivo e termina con un coccodrillo, che può essere attaccato al telaio o a qualsiasi altra parte « fredda » del circuito sotto prova. Il terminale di uscita proveniente dal condensatore C_6 è collegato ad un puntale isolato che permette di iniettare il segnale nelle varie parti del circuito.

Nel maneggiare i puntali, tenere presente che nel caso di ricevitori a transistori non esiste alcun pericolo di scosse nocive, mentre nel caso di ricevitori a valvole alimentati a pile o dalla rete bisognerà agire con le solite cautele.

Il mobile

Il mobile per questo strumento può esseottenuto costruendo una scatola all'incirca delle seguenti dimensioni: 110 mm di altezza $\times$ 125 mm di larghezza $\times$ 60 mm di profondità, con pannelli di legno dello spessore di 5 $\div$ 6 mm.

La piastra di bachelite, sulla quale è montato il generatore, verrà fissata opportunamente all'interno di questa scatola, e chiudendo la stessa con un altro pannello di legno o di bachelite che abbia i fori per il passaggio dei perni del potenziometro, del variabile, del commutatore e dei terminali d'uscita.

Per una facile regolazione dell'accordo sarà bene montare una manopola di grande diametro, munita di tacca di riferimento o di un cursore di celluloide che serva da indice per la lettura delle frequenze sulle varie scale. Le scale potranno essere direttamente disegnate sul pannello frontale o su di un foglio di carta incollato poi sul pannello stesso.

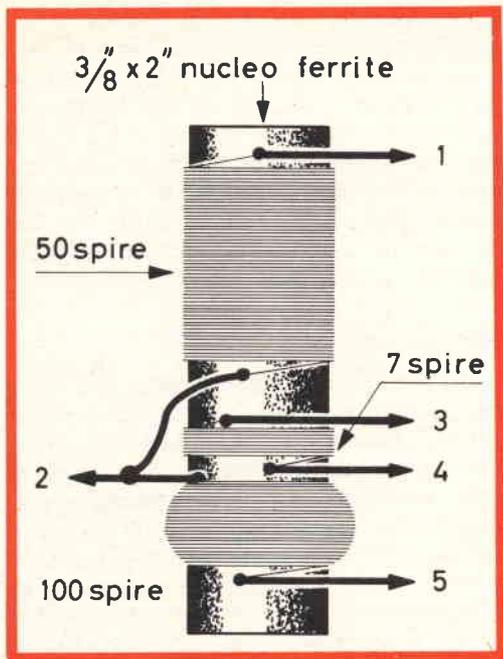



Fig. 2 - Dettagli costruttivi della bobina L_1.

Per controllare il funzionamento del generatore, basterà avvicinare il puntale dell'aereo di un ricevitore nel quale si udrà la nota quando generatore e ricevitore risulteranno sintonizzati sulla stessa frequenza.

Armoniche

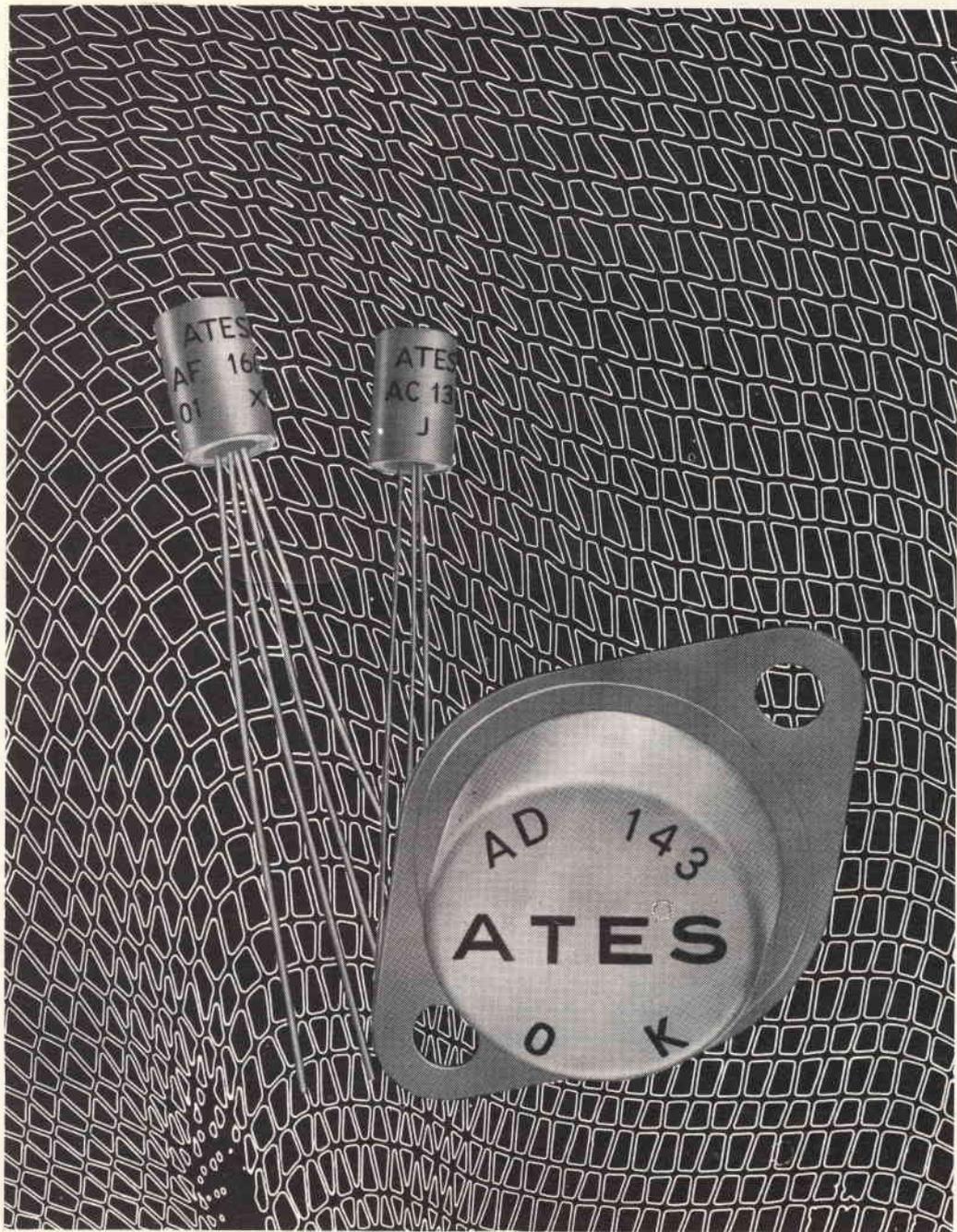
La nota del generatore sarà ancora udibile quando il ricevitore verrà sintonizzato su un multiplo della frequenza in uscita dal generatore. Per esempio, se il generatore è sintonizzato su 200 kHz, la sua nota potrà essere udita sia a 200 kHz che a 400, 600, 800, 1000, 1200 kHz e così via. Questo fatto è molto utile sia per calibrare la scala del generatore, sia per fornire un segnale per controllare un ricevitore per onde corte.

L'esatto punto di sintonia viene apprezzato meglio quando l'accoppiamento fra il ricevitore e il generatore è basso, e l'uscita bassa in modo che la nota nel ricevitore non risulti troppo forte.

Calibrazione

Se è possibile disporre di un generatore calibrato, basterà metterlo sulle varie frequenze sulle quali si intende eseguire la calibrazione della scala, sintonizzare un ricevitore sulla stessa frequenza e infine, dopo aver staccato il generatore calibrato, inserire il generatore a transistori e ruotare la manopola finchè si udrà la nota, quindi segnare la scala.

Se non si ha a disposizione un generatore calibrato, la calibrazione sarà ancora possibile riferendosi alle frequenze note delle stazioni di radiodiffusione. Anche in questo caso, basterà sintonizzare il ricevitore su di una stazione, la cui frequenza sia nota, e poi agire sulla manopola di sintonia del generatore finchè si udrà nel ricevitore la nota.

Se la frequenza della stazione radio, a cui si fa riferimento, fosse vicina all'estremo inferiore della gamma coperta dal generatore, per esempio sui 200 kHz, anche con solo questo riferimento sarebbe possibile tarare tutta la scala del generatore. Basterà, come al solito, sintonizzare il ricevitore sulla stazione di riferimento, per esempio 200 kHz, e poi agire sul comando di frequenza del generatore fino ad udire la nota del ricevitore. A questo punto resta individuato sulla scala il punto a cui corrisponde la frequenza di 200 kHz, che verrà opportunamente segnato. Si sposterà ora il ricevitore attorno ai 400 kHz, ossia si sintonizzerà sulla seconda armonica del generatore; udita la nota nel ricevitore, esso si troverà esattamente sintonizzato sulla seconda armonica della frequenza presa come base per la nostra calibrazione, ossia nel nostro esempio su 400 kHz. Potremo ora agire sulla manopola di sintonia del generatore, ferma restando quella del ricevitore, aumentandone la frequenza finchè si udrà nel ricevitore ancora la nota, ma più forte. Vorrà dire, in questo caso, che avremo portato il generatore ad oscillare su 400 kHz e avremo così un altro punto per calibrare la scala. Con questo metodo e sfruttando altre armoniche o altre frequenze di riferimento, sarà possibile ottenere

AD 143
ATES
0 K

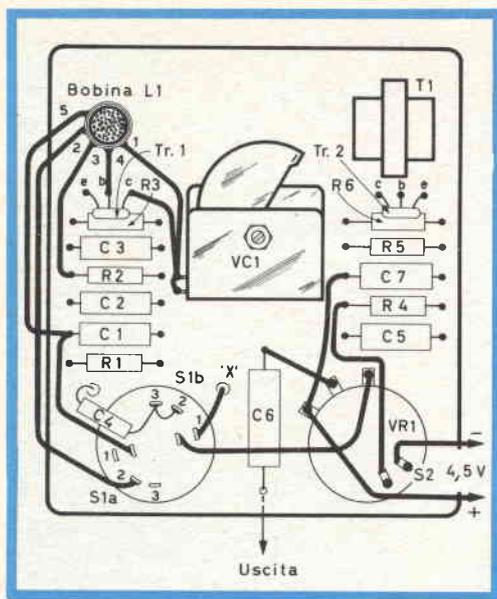



Fig. 3 - Disposizione dei componenti il generatore.

una calibrazione in numerosi punti della scala e tracciare poi le suddivisioni intermedie.

Si tenga presente che non si udrà nel ricevitore alcuna nota, se il generatore è sintonizzato su di una armonica della frequenza del ricevitore, mentre invece la nota sarà udibile se il ricevitore è accordato sulla stessa frequenza del generatore o su di una armonica.

Il generatore così calibrato può quindi essere usato per la taratura o il controllo di ricevitori e di amplificatori e le note che seguono vogliono essere solo un suggerimento per come comportarsi nei vari casi.

Controllo di circuiti audio

Se un ricevitore ò un amplificatore audio non funzionano, si può eseguire un rapido controllo degli stadi audio utilizzando l'uscita a BF del generatore, e applicandola ai vari punti del circuito mediante il puntale isolato, partendo dall'altoparlante e risalendo punto per punto il circuito. Quando si passerà nel punto difettoso, l'uscita audio verrà a mancare o sarà distorta.

Ad esempio, la prima prova sarà di verificare se l'altoparlante funziona. La seconda prova ci indicherà se anche il trasformatore di uscita funziona. Si prenderà poi in considerazione la valvola o il transistore finale, applicandovi il segnale alla griglia o alla base, e se la nota sarà ancora udibile e più forte, potremo concludere che anche questo elemento del circuito funziona. Quindi, spostando opportunamente il puntale, si potranno controllare tutti i vari componenti di uno stadio, quali il condensatore di accoppiamento, il trasformatore pilota e così via, per gli altri eventuali stadi a BF.

Questo, dunque, è un mezzo molto rapido per localizzare i guasti e, se si avrà l'avvertenza di eseguire queste prove anche su di un ricevitore o amplificatore funzionanti, ci si potrà fare un'idea di ciò che ci si deve attendere all'uscita e della posizione che dovrà assumere il comando di ampiezza del segnale a BF in uscita dal generatore.

Quando si applica l'uscita a BF direttamente all'altoparlante o al trasformatore d'uscita il volume sarà basso, e sarà perciò necessario collegare durante le prove di parti del circuito dove non vi è ancora amplificazione, il terminale di massa del generatore. Per la prova dell'altoparlante bisognerà collegare sia il puntale che il coccodrillo di massa alla bobina mobile.

Quando, invece, durante le prove si inseriranno uno o più stadi di amplificazione spostando il puntale sulle varie griglie o basi, il volume della nota riprodotta in altoparlante aumenterà notevolmente e il collegamento di massa del generatore potrà anche essere omesso.

Queste prove ci indicano quindi se vi è un difetto negli stadi di bassa frequenza e dove questo difetto nasce. Se tutta la sezione audio di un ricevitore difettoso funziona bene, ciò indica che il difetto risiede negli stadi precedenti.

Controllo e taratura della media frequenza

Se il ricevitore è già allineato, si potrà eseguire un controllo stadio per stadio

nello stesso modo descritto per la sezione audio. Naturalmente, il generatore sarà accordato su una frequenza corrispondente al valore della media frequenza utilizzata nel ricevitore, e ciò si ottiene sintonizzando il generatore per la massima uscita nel ricevitore.

Il segnale a MF può essere, come prima prova, iniettato sul primario dell'ultimo trasformatore di media e, se non si ottiene alcuna uscita, dopo che la sezione audio è stata trovata in perfetto funzionamento, vorrà dire che il guasto risiede in questo stadio o nel rivelatore. Se l'uscita, invece, è buona, il puntale può essere spostato successivamente agli ingressi dei vari stadi, cosicchè tutto l'amplificatore di media frequenza può essere rapidamente verificato.

L'intensità del segnale iniettato nel ricevitore verrà regolato opportunamente analogamente a quanto spiegato per la sezione audio. Quando uno o due stadi di amplificazione di media frequenza risultano inseriti nella parte di circuito già provata, sarà sufficiente un accoppiamento lasco del puntale al circuito in prova, cioè basterà mettere il puntale vicino al punto di ingresso o contro l'isolamento del filo.

Se il ricevitore è appena stato costruito e non è allineato, sarà allora necessario fissare sul generatore il valore desiderato di media frequenza (solitamente 470 kHz) e applicarlo all'ultimo stadio a media frequenza e regolarne il nucleo per la massima uscita. Si sposterà poi il puntale sullo stadio precedente e si regoleranno i nuclei dell'altro trasformatore di media frequenza inserito, e così via fino al primo stadio.

Siccome la capacità del puntale del generatore può influenzare leggermente l'allineamento si può fare una messa a punto finale dell'allineamento della media frequenza entrando sulla griglia o base del mescolatore e ritoccando leggermente se necessario i nuclei per la massima uscita.

Quando si controllano gli stadi di media frequenza, il volume del ricevitore deve essere al massimo, ma l'intensità della nota riprodotta deve essere tenuta piuttosto bassa riducendo l'ampiezza del segnale in entrata nei modi già spiegati, affinchè non entri in funzione il controllo automatico di volume. Se si vuol allineare facendo riferimento all'indicazione di uno strumento, si può inserire un milliamperometro da 25 ÷ 50 mA fondo scala in serie ad uno dei terminali della batteria, quando il ricevitore è a transistori e con lo stadio finale in push-pull, oppure si può utilizzare come indicatore dell'uscita audio un voltmetro in alternata con in serie un condensatore da 0,5 μF. Si potrebbe ancora misurare con uno strumento per corrente continua la corrente anodica assorbita da uno stadio di media frequenza al quale sia applicata la regolazione automatica di guadagno e in questo caso, al contrario dei precedenti, la regolazione dei nuclei deve essere fatta per la minima indicazione dello strumento. Lo strumento va inserito sul lato freddo, ossia sul terminale del trasformatore di media frequenza che va verso l'anodica e va disaccoppiato con un condensatore. Infine, disponendo di un voltmetro ad alta resistenza interna l'allineamento può essere eseguito osservando l'aumento della tensione del controllo automatico di guadagno, che sarà negativa per i ricevitori a valvole e positiva per quelli a transistori.

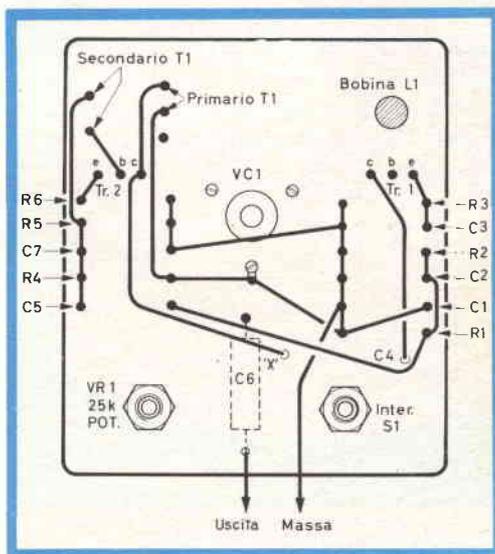
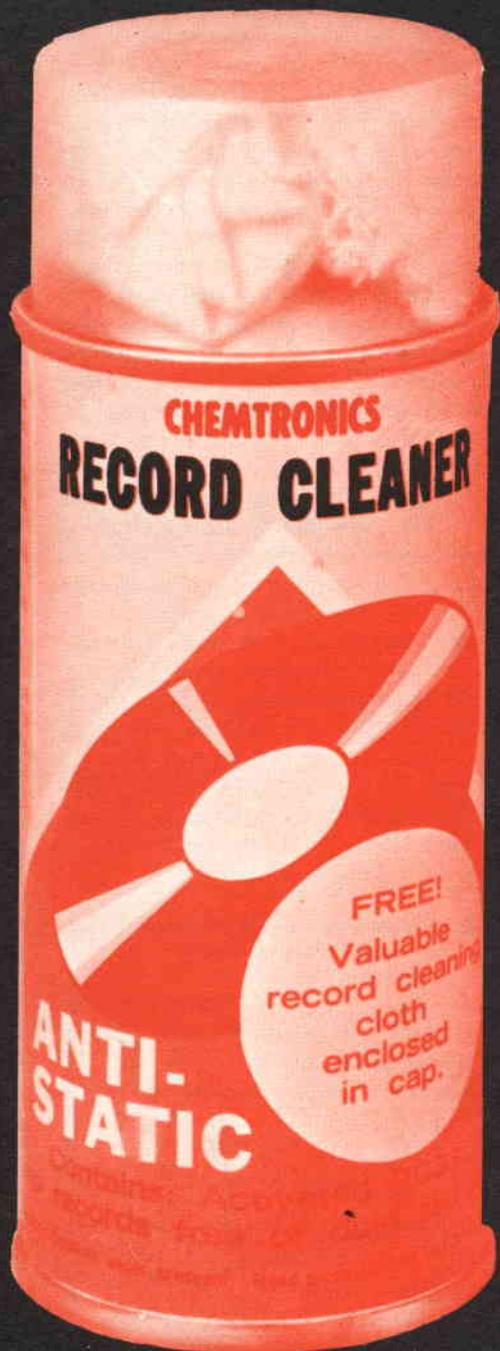



Fig. 4 - Schema dei collegamenti da eseguire fra i vari componenti il circuito.

Mescolatori e stadi a RF

Per dei controlli sugli stadi a RF il generatore va sintonizzato sulla stessa frequenza del ricevitore, e nel caso si voglia regolare il trimmer o il nucleo del circuito d'aereo, ricordarsi che l'aggiustamento del trimmer va fatto all'estremo alto della banda, mentre il nucleo va ritoccato sintonizzando il ricevitore verso l'estremo basso della gamma. In generale, si tarerà prima la gamma onde medie, e poi quella onde lunghe. Un ingresso sufficiente si otterrà semplicemente avvicinando il puntale al morsetto d'antenna o alla ferrite dell'antenna, e solo se l'apparecchio sarà starato, sarà necessario un maggior accoppiamento, che però andrà progressivamente ridotto man mano si eseguono le operazioni di messa a punto.

Per ottenere la corrispondenza dell'indice del ricevitore con la scala, si eseguiranno delle tarature in due o tre punti della scala agendo sui trimmer o sui nuclei dell'induttanza del circuito dell'oscillatore locale, dopo aver verificato che l'indice è ben fissato ed esattamente montato.

MATERIALE OCCORRENTE

Resistenze

R_1 = 27 kΩ 5%
R_2 = 8,2 kΩ 5%
R_3 = 1 kΩ 5%
R_4 = 27 kΩ 5%
R_5 = 5,6 kΩ 5%
R_6 = 1 kΩ 5%
VR 1 = potenziom. da 25 kΩ con interruttore (S_2)

Condensatori

C_1 = 0,01 μF a carta 125 V
C_2 = 0,01 μF a carta 125 V
C_3 = 0,01 μF a carta 125 V
C_4 = 50 pF ceramico 125 V
C_5 = 0,01 μF a carta 125 V
C_6 = 0,01 μF mica o carta 500 V
C_7 = 0,01 μF a carta 125 V
VC 1 = 400 + 400 pF variabile a due sezioni.

Bobine

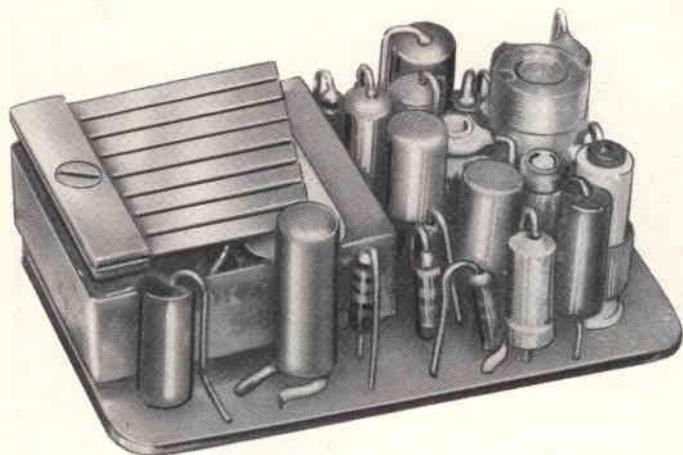
L_1 = bobina oscillatore RF (vedi testo)
T_1 = trasformatore pilota o di accoppiamento per transistori.

Commutatori

S_1 = commutatore miniatura 3 vie due poli
S_2 = vedi VR 1 interruttore accensione.

Transistori

Tr 1 = OC44 o tipi simili per RF o mescolatori
Tr 2 = OC72 o tipi simili per BF.

G. Abussi

RX MULTI 8

L'oggetto di questo articolo è un ricevitore a 8 canali: un progetto attesissimo a giudicare dalle montagne di lettere che ci sono state recapitate in proposito. Lo schema, come si può facilmente osservare, è derivato direttamente dall'ormai famoso RX-10, che tanti lettori hanno già montato su modelli di ogni genere e sempre con ottimi risultati.

Il circuito è del tipo superrigenerativo, e impiega l'OC 170 in alta frequenza, due OC 71 in bassa frequenza e un OC 72 quale stadio finale di potenza; il carico dell'OC 72 è costituito da un banco di lamelle vibranti del tipo miniatura (25 x 30 x 15 mm) ad 8 canali e 270 Ω di avvolgimento.

Logicamente, adottando un tipo di caratteristiche elettriche simili ma con **maggiore o minore numero di lamelle,** il circuito andrà egualmente bene e darà senz'altro ottimi risultati pratici: più che altro, la scelta è dettata dalle dimensioni dell'apparecchio ricevente che si vuole realizzare, e dal numero di comandi che si intende inviare al modello; nel nostro caso è stato scelto il tipo di otto lamelle.

Vediamo quali modifiche è stato necessario apportare all'RX-10, descritto nel n. 11-12 di Selezione Radio TV 1962, per trasformarlo in un perfetto ricevitore multicanale.

La fig. 2a riporta lo schema (già pubblicato) dell'RX-10, la fig. 2b quello del tipo multicanale derivato.

Si noti come la nuova edizione è stata ottenuta (a parte la sostituzione del relé con il banco vibrante) semplicemente togliendo alcuni componenti non più necessari per il funzionamento multicanale, e cioè C_{11}, C_{12}, L_3, e il diodo D_1.

Infatti, mentre l'RX-10 basava il suo funzionamento sulla selezione di una determinata frequenza modulante (440 Hz), col circuito accordato C_{11}/L_3, l'RX « Multi 8 » deve al contrario amplificare uniformemente tutte le frequenze comprese fra 200 e 500 Hz in quanto la selezione avviene meccanicamente, per vibrazione cioè delle varie lamelle del banco, che sono tutte differenti per peso, lunghezza e quindi risonanza di oscillazione.

Nessuna taratura deve essere eseguita sul « banco », esso anzi va maneggiato con estrema cautela per non compromet-

Fig. 1 - Ricevitore RX a 8 canali. Si noti in particolare lo spinotto a 9 piedini per il collegamento con il banco dei relé.

tere irrimediabilmente la caratteristica di funzionamento: la taratura verrà effettuata direttamente sul trasmettitore, e consisterà nella regolazione di 8 micropotenziometri; essa è necessaria per determinare la frequenza di oscillazione del modulatore.

Sempre sullo stadio finale, il nuovo schema adotta l'OC 72 in luogo dell'OC 76, e un condensatore by-pass da 10.000 pF collegato ai capi del banco vibrante, tra collettore e negativo d'alimentazione.

È conveniente poi, per aumentare la

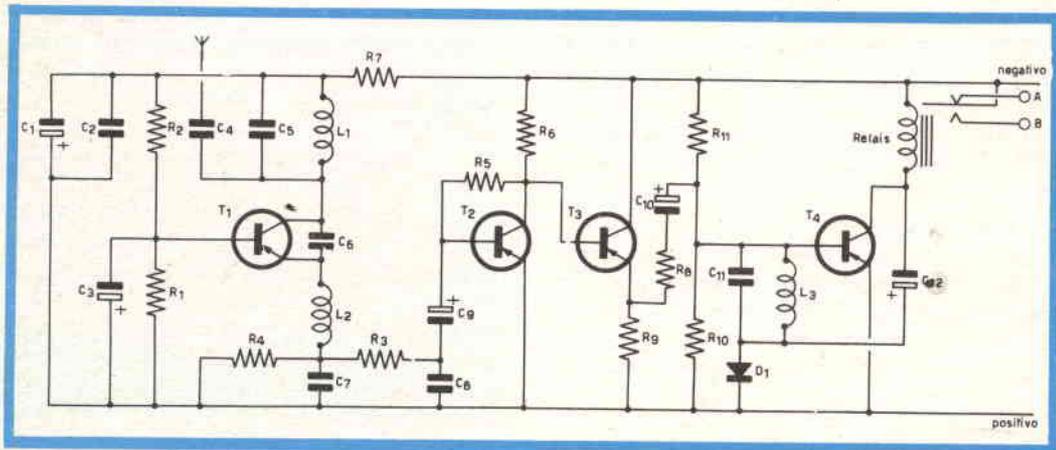



Fig. 2a - Schema elettrico del ricevitore monocanale RX-10 (prima versione).

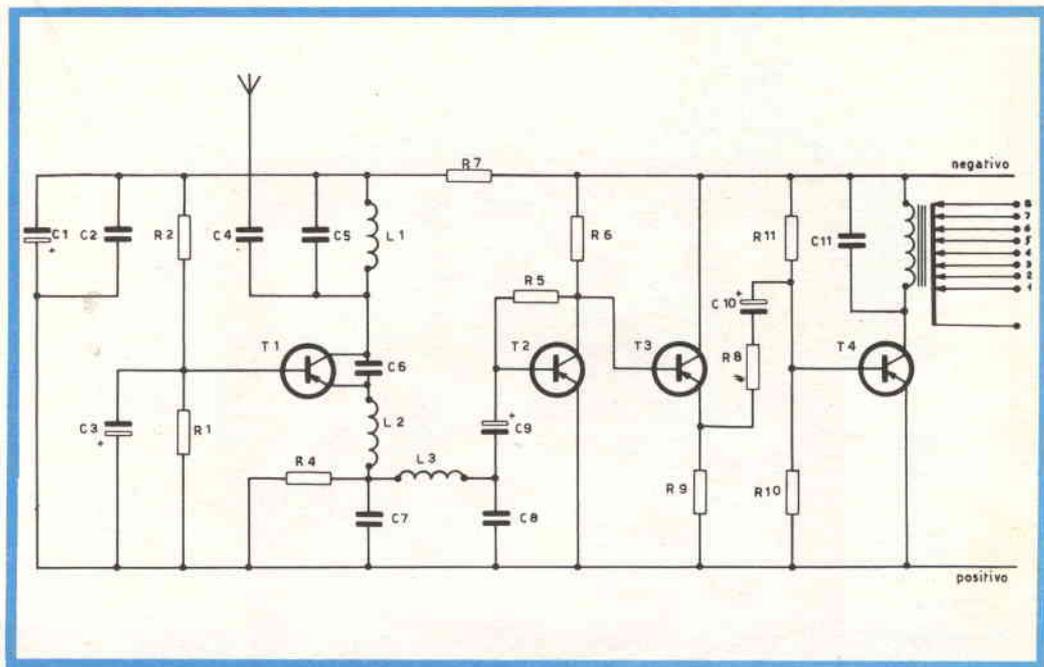



Fig. 2b - Schema elettrico del ricevitore RX a 8 canali (versione attuale).

sensibilità della ricevente, sostituire la resistenza R3 da 1000 Ω con una bobinetta che ha il solo compito di bloccare la radio frequenza, tale bobinetta potrà essere facilmente autocostruita avvolgendo del filo sottile (circa 100 spire con filo da 1/10) su un rocchetto che sarà poi sistemato nel modo più opportuno sulla basetta stampata (per esempio, come mostrano le fotografie, esso può essere incollato con della resina sul transistore OC 170).

Quest'ultima variante, ripetiamo, non è indispensabile, in quanto l'RX-10 funziona egregiamente anche con la resistenza da 1000 Ω; nella versione multicanale però, abbiamo constatato una leggera variazione d'ampiezza utilizzando la bobinetta, e ne consigliamo quindi senz'altro l'impiego.

La rimanente parte del circuito non ha subìto modifiche: l'alimentazione è sempre a 6 V, e le operazioni di taratura dell'alta frequenza sono le medesime di quelle consigliate per l'RX-10.

Volutamente ricordiamo il ricevitore monocale precedentemente descritto perchè lo consideriamo un po' il punto di partenza di qualsiasi montaggio radiomodellistico, sia per la facilità di costruzione che per il funzionamento assolutamente sicuro.

Anzi, consigliamo chi è alle prime armi con le costruzioni modellistiche, di non affrontare subito il montaggio dell'RX multi « 8 », ma di realizzare prima la versione monocanale, e ciò non tanto per le difficoltà che possono differenziare i due

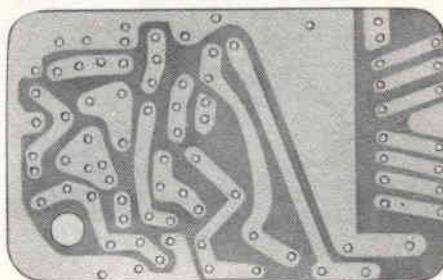



Fig. 3 - Pannello del circuito stampato del ricevitore RX a 8 caanali pronto per essere cablato. Scala 1 : 1, dimensioni 3,65 x 5,7 cm.

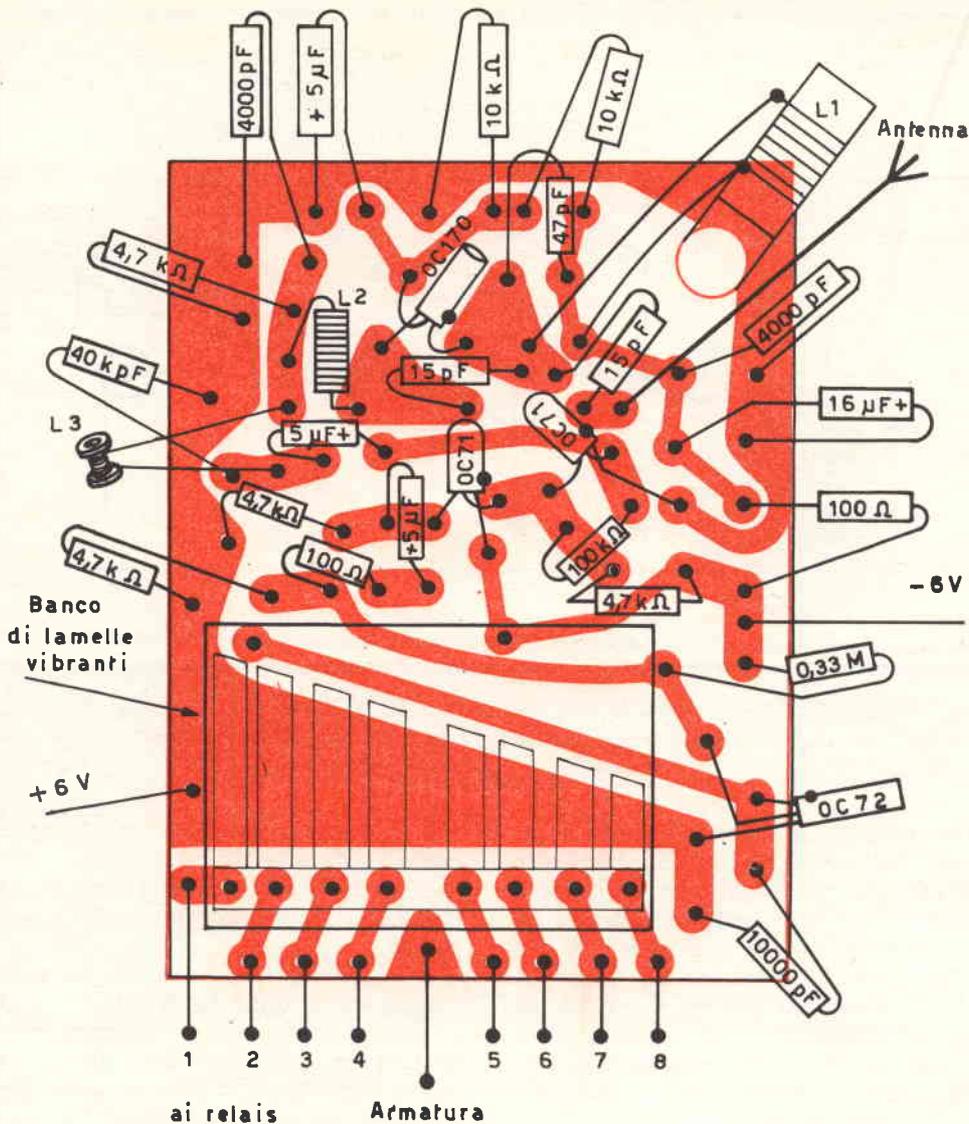



Fig. 4 - Disposizione dei componenti del ricevitore RX a 8 canali sulla basetta del circuito stampato. Il circuito stampato è visto per trasparenza dal lato dei componenti.

ricevitori, quanto per l'insieme dei servomeccanismi che a questi fanno capo, e che servono a trasformare in sensibilissimi movimenti meccanici gli impulsi trasmessi via radio.

Sono poi da tener presenti le difficoltà conseguenti alla costruzione del trasmettitore descritto su questo stesso numero.

Oltre all'abilità necessaria per pilotare un « 8 canali » senza « arare » il campo di volo (se si tratta di un modello volante) o, nel caso di una imbarcazione, senza far inabissare nave, radio, motori, e... relativi biglietti da mille.

Come per i precedenti montaggi, è necessario prima infilare, saldare e tagliare

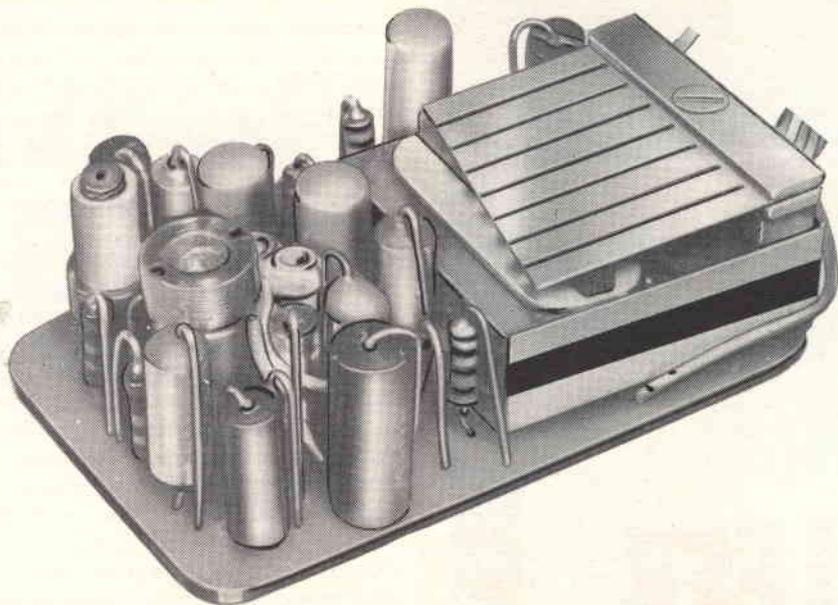



Fig. 5 - Il ricevitore RX a 8 canali visto dal lato « alta frequenza ».

i terminali dei vari componenti nella piastrina di bachelite, seguendo lo schema pratico di cablaggio di fig. 4; la piastrina col circuito stampato, dovrà essere desunta direttamente dall'illustrazione di figura 3.

Per far ciò occorre provvedersi della lastra base (che nella confezione « Print-kit » L/735 è reperibile presso tutte le sedi G.B.C.), tagliare nelle giuste dimensioni e porla direttamente sotto la pagina della rivista: segnare quindi con una punta da disegno tutti i fori e poi effettuare la foratura che potrà essere così eseguita senza tema di errori.

Una volta forata la piastrina, occorre tracciare il circuito usando l'apposito inchiostro contenuto nella scatola Print-kit,

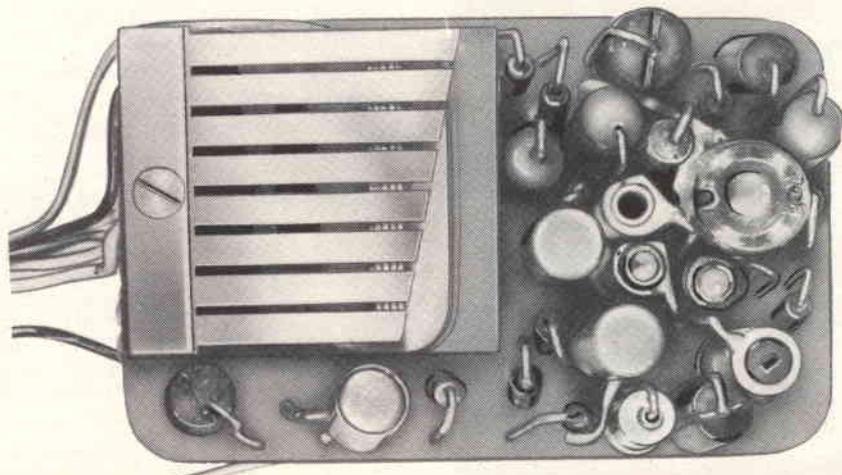



Fig. 6 - Ricevitore RX a 8 canali visto superiormente. Sono chiaramente visibili il banco di lamelle vibranti, i transistori OC 72, OC 71 e OC 170. Su quest'ultimo è stata fissata la bobina L 3.

seguendo scrupolosamente la fig. 3 e soprattutto rispettando le distanze fra i vari collegamenti: la piastrina sarà poi immersa nell'acido in modo che questo corroda tutta la superficie di rame non protetta dall'inchiostro.

Per il fissaggio dei componenti consigliamo di fissare prima quelli di minor ingombro (resistenze e condensatori) e per ultimo il banco vibrante.

Ricordiamo infine che lo schema pratico di cablaggio di fig. 4 è raffigurato con la piastrina vista dal lato componenti, e quindi con il circuito visibile controluce.

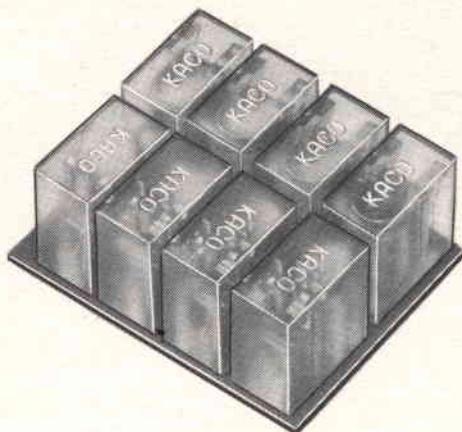
Data la compattezza del circuito, per non correre il rischio di bruciare le sottili connessioni di rame, conviene usare un saldatore di qualche decina di Watt munito di una punta di piccole dimensioni; dovrà essere usato anche pochissimo stagno e assolutamente nessuna pasta saldante.

Terminate le saldature, per pulire il circuito, passarlo con un batuffolo di cotone imbevuto di alcool.

Poichè i leggeri contatti delle lamelle mobili non sono costruiti per sopportare direttamente la corrente dei vari servomeccanismi o motorini elettrici, si dovranno inserire fra questi e il banco vibrante tanti relé quanti sono i canali utilizzati.

MATERIALE OCCORRENTE

Simbolo	Descrizione
C_1	Condensatore 16 μF, 10 V
C_2	Condensatore 4000 pF
C_3-C_9-C_{10}	Condensatori 2 μF
C_4-C_6	Condensatori 15 pF
C_5	Condensatori 47 pF
C_7-C_{11}	Condensatori 10000 pF
C_8	Condensatore40000 pF
R_1-R_2	Resistenze 10 kΩ - 1/8 W
R_4-R_6	Resistenze 10 kΩ - 1/8 W
R_9-R_{10}	Resistenze 4,7 kΩ - 1/8 W
R_5	Resistenza 0,1 MΩ - 1/8 W
R_7-R_8	Resistenza 100 Ω - 1/8 W
R_{11}	Resistenza 0,33 MΩ - 1/8 W
L1	Bobina d'antenna
L2	Impedenza RF
L3	Impedenza RF
T1	Transistori OC 170
T2 - T3	Transistori OC 71
T4	Transistori OC 72
Relé	Relé a lamine vibranti 270 Ω

SEZIONE RELE' RX MULTI 8

Sottolineiamo che il montaggio presenta, limitatamente ad alcune sezioni del circuito, delle difficoltà di realizzazione per cui ne consigliamo la costruzione solo a quei lettori più agguerriti od esperti nel montaggio dei microcircuiti.
I relé a lamine vibranti sono in vendita presso la Ditta MOVO - Piazza Maria Clotilde, 8 - Milano, ed in tutti quei negozi organizzati nella vendita di articoli per modellismo.

Come già accennato parlando del banco di lamelle vibranti, non è possibile far circolare nei leggerissimi contatti, le correnti relativamente elevate dei circuiti utilizzatori (servomeccanismi, motori di propulsione, ecc.); occorre necessariamente interporre tanti relais quanti sono i canali di trasmissione.

Nel nostro caso, poichè i canali sono otto, altrettanti dovranno essere i relais; niente di male poi se quelli da utilizzare saranno sette, o sei, o anche meno; il complesso ha il medesimo rendimento indipendentemente dal numero di canali utilizzati. Comunque abbiamo dovuto considerare il caso limite, quello degli otto canali: a tale scopo è stata realizzata una piastrina in circuito stampato (fig. 3) sulla quale possono essere fissati un massimo di otto relais. La piastrina sarà ricavata sempre col sistema « Print-Kit), sul quale ci siamo più volte soffermati, utilizzando la fig. 3 che riproduce tutto il circuito nelle dimensioni reali e procedendo come per la piastrina del ricevitore « RX-Multi 8 ».

Il circuito elettrico

Avremmo dovuto dire i circuiti elettrici, perchè le possibilità circuitali sono numerosissime; e anche qui il grande problema: quale schema consigliare, come impostare la realizzazione del circuito stampato?

Per risolvere la questione descriveremo alcuni circuiti elettrici, mentre la piastrina rispecchierà il tipo base: il lettore potrà così scegliere fra i vari schemi, quello che maggiormente si presta a quella particolare applicazione modellistica. Di conseguenza, il circuito stampato potrà essere ridisegnato (i collegamenti sono elementari!) partendo sempre dal piano di foratura e assiemaggio da noi consigliato.

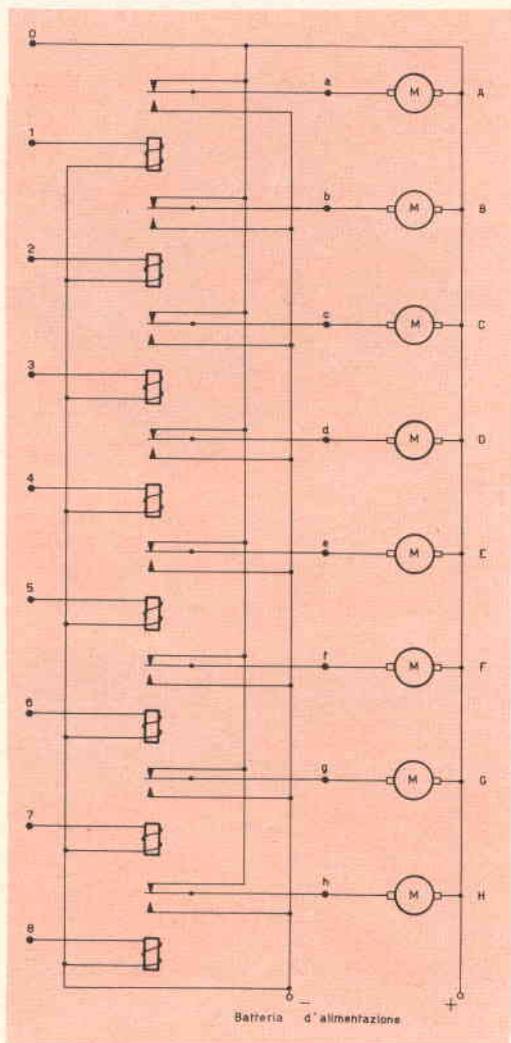



Fig. 1 - Circuito elettrico base per il collegamento dei relais ai servomeccanismi.

Fin qui niente di speciale, direte voi; va bene, il bello deve ancora venire! passiamo a collegare i contatti dei relais.

1° sistema

È il circuito realizzato sulla piastrina fig. 3: tutti i contatti di lavoro sono uniti fra loro e con il capo comune delle eccitazioni dei relais (quindi al polo negativo della batteria). Le ancorine mobili (contrassegnate **a, b, c,** ecc.) fig. 1, vanno a

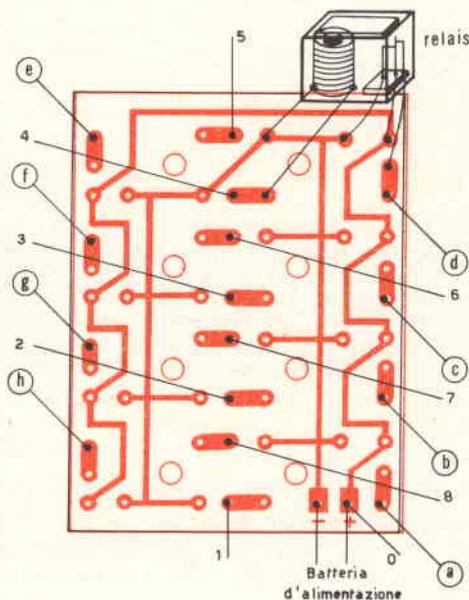



Fig. 2 - Come vanno disposti i relais sulla basetta del circuito stampato. Il circuito è visto per trasparenza dal lato dei componenti.

Il circuito base è quello di fig. 1; un capo dell'eccitazione dei vari relais è in comune ed è collegato al polo negativo della batteria che alimenta i relais e i servomeccanismi; gli altri otto capi andranno collegati ai contatti del banco di lamelle vibranti posto sulla ricevente.

L'armatura del banco (collegamento numero 0) sarà collegata al positivo della suddetta batteria, assicurando in tal modo continuità alle correnti di eccitazione degli otto relais.

un capo dei vari motorini elettrici o lampadine da mettere in funzione. L'altro capo del circuito utilizzatore va al positivo della batteria.

Il funzionamento è più che ovvio e non merita alcun commento.

2° sistema

Abbiamo visto come con otto canali si comandino altrettanti circuiti utilizzatori; vediamo ora di moltiplicare le possibilità

del complesso utilizzando i servomeccanismi « Unimatic » Grouper, del tipo impiegato per comandare il « Piper Vagabond » descritto nel numero 2-1963 di Selezione di Tecnica Radio-TV.

Come detto a suo tempo, questo tipo di servomeccanismo permette di realizzare una successione di movimenti a seconda che gli impulsi trasmessi siano lunghi o brevi.

Per chi non avesse sott'occhio l'articolo, ricordiamo che, con un impulso lungo, si sposta a destra il timone il quale

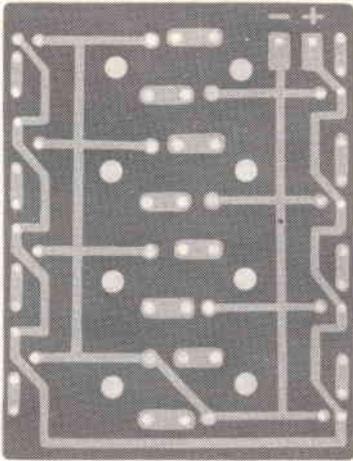



Fig. 3 - Pannello del circuito stampato dove vanno montati i relais; scala 1 : 1.

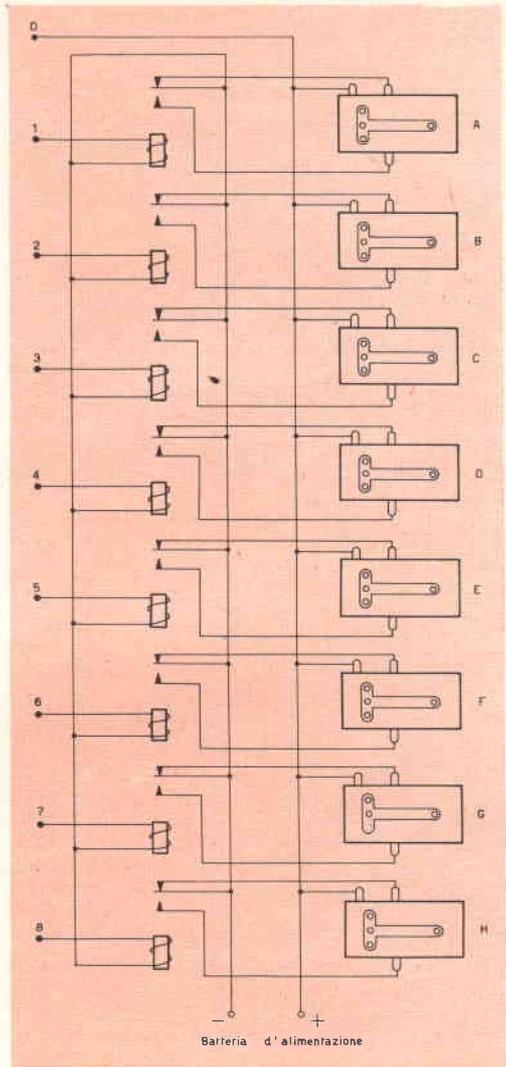
Fig. 4 - Schema d'inserzione degli « Unimatic ».

rimane in tale posizione sino a che dura l'impulso: il ritorno a zero avviene automaticamente, al cessare dell'impulso.

Lo spostamento a sinistra, invece, avviene dando un impulso breve seguito da uno lungo.

In tal modo, le possibilità di un monocanale venivano raddoppiate.

Nel nostro caso le operazioni effettuabili possono diventare 16!

La figura 4 mostra lo schema d'inserzione degli « Unimatic ».

In questo caso, i collegamenti alla piastrina devono essere modificati: vanno tolti, cioè, i ponticelli che collegano la serie dei contatti di riposo e di lavoro.

3° sistema

In questo caso, gli otto canali vengono utilizzati sempre per ottenere otto movimenti, ma impiegando solo quattro meccanismi utilizzatori. Praticamente, i relais vengono inseriti a due a due, con il risul-

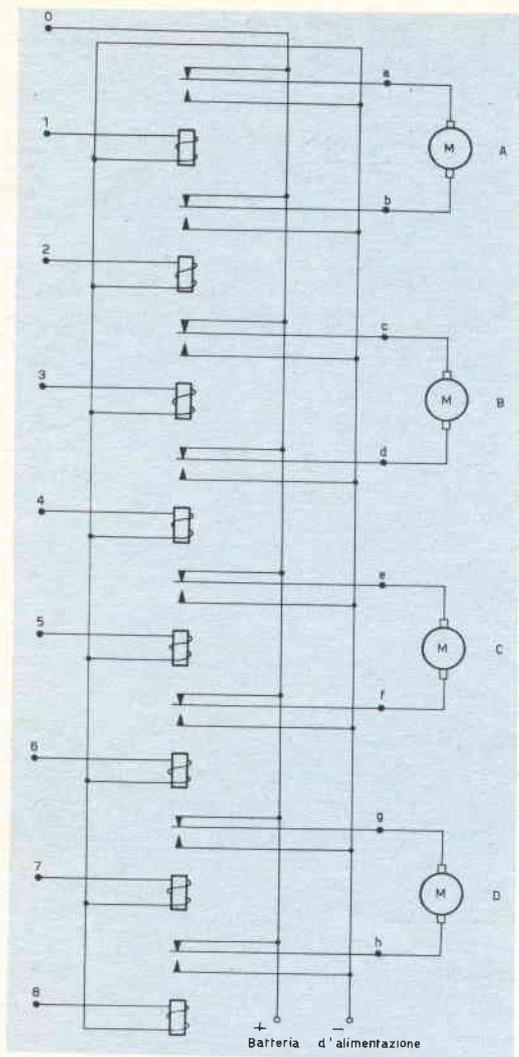



Fig. 5 - Schema d'inserzione dei relais; in questo caso, gli otto canali vengono utilizzati sempre per ottenere otto movimenti, ma impiegando solo quattro meccanismi utilizzatori.

tato di ottenere l'inversione istantanea della rotazione dei motori senza dover passare per alcuna posizione intermedia, o dosare gli impulsi come nel caso degli « Unimatic ».

Nel caso di radiocomando di una imbarcazione, due motori potrebbero essere impiegati per due distinte eliche di propulsione (ottenendo così, oltre a una maggiore velocità, uno spiccatissimo effetto di direzionabilità quando uno dei due motori venga fermato, o ancor meglio quando uno giri in senso opposto all'altro); il terzo motore potrebbe azionare il timone (tramite una demoltiplica con vite senza fine), e il quarto motore il movimento delle ancore, o altro.

Lo schema di fig. 5 illustra i vari collegamenti; considerando solo la coppia di canali 1/2, eccitando il relais 1, si applica al motore una determinata polarità, mentre eccitando il relais 2 si scambiano i segni della corrente ottenendo così l'inversione del senso di marcia del motore.

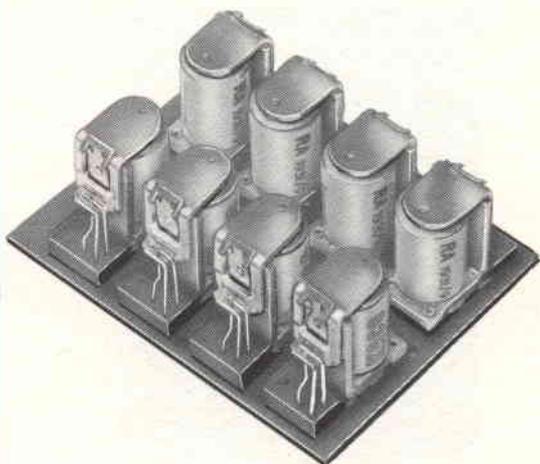



Fig. 6 - Come appaiono i relais a montaggio ultimato.

Lo stesso vale per le coppie 3/4, 5/6 e 7/8 relative ai motori B, C e D.

Infine non è da scartare l'ipotesi di impiegare gli otto relais nei tre sistemi indicati, cioè in parte con semplici interruttori, per comandi a impulsi e come doppi deviatori.

La scelta dei diversi sistemi dipende però dalle esigenze costruttive e di manovrabilità dei vari modelli che dovranno ospitare il radiocomando.

dal trasmettitore al cinescopio

TECNICA MODERNA DI RICEZIONE TV

Iniziamo con questo numero una spiegazione molto pratica del funzionamento del televisore. Sono cose che molti già conoscono ma che sarà utile « ripassare » anche perchè in questa serie di articoli verranno esaminati i più recenti circuiti impiegati nei moderni televisori.

La pagina di un libro è formata da tante righe; allo stesso modo, la telecamera « divide » l'immagine da trasmettere in tante righe che, trasmesse una dopo l'altra, riescono a riprodurre sullo schermo del cinescopio del televisore la primitiva immagine. Il numero di queste righe è 625 per quadro (standard europeo CCIR). L'immagine riprodotta sullo schermo del cinescopio può anche considerarsi come un « mosaico » le cui « pietre » non sono altro che tutti i punti i quali, in successione, formano una riga completa. Siccome l'occhio umano, oltre una certa distanza non riesce più a separare due punti luminosi adiacenti; ecco che stando ad una certa distanza vedrà l'immagine sul cinescopio non formata da punti e righe (come è effettivamente) ma in una successione continua di grigi, come in una fotografia.

Ogni immagine (come nei film) viene scomposta in 625 righe e trasmessa 25 volte in un secondo. Il numero di righe in un secondo sarà quindi:

$$625 \times 25 = 15.625$$

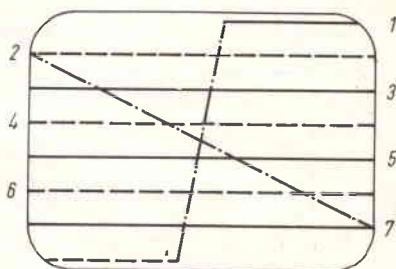



Fig. 1 - Sistema di scansione interlacciato ridotto per semplicità ad una immagine formata da 7 righe (3 ½ + 3 ½).

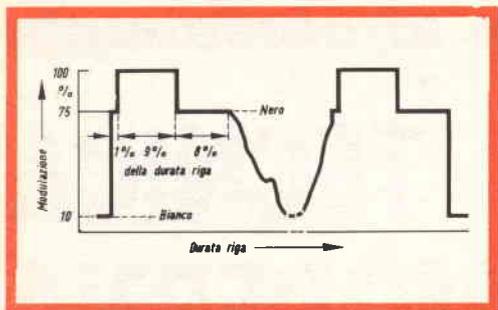



Fig. 2 - Segnale di sincronismo di riga e il segnale di spegnimento del ritorno del raggio.

La frequenza di riga sarà pertanto 15625 Hz. Per fare in modo che l'immagine composta da questo numero di righe non presenti « sfarfallio » (flicker) si è escogitato questo « trucco ». Il numero di quadri al secondo si porta da 25 a 50 e, per mantenere invariato il numero di righe complessive al secondo (15625), vengono trasmesse **una volta** le righe dispari (1, 3, 5, 7, ecc.) e **una volta** le righe pari (2, 4, 6, 8 ecc.). Ogni quadro sarà quindi formato da 312 righe + mezza riga.

Nella fig. 1 è riportata un'immagine TV che per esemplificazione è formata da sette righe. Questa immagine inizia con la metà riga 1, e poi continua con le righe 3, 5, 7 (I campo). A questo punto abbiamo il primo cambio di quadro e

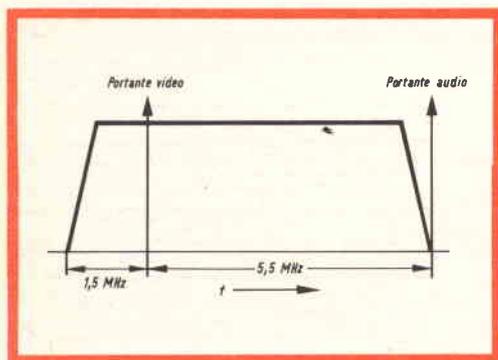



Fig. 3 - Diagramma di trasmissione con la banda inferiore parzialmente soppressa.

successivo inizio del tracciamento delle righe pari 2, 4, 6 e infine una mezza riga, al termine della quale (II campo) si ricomincerà la scansione delle righe del primo campo, poi del secondo campo e così via.

In realtà, come abbiamo detto, ogni campo è formato da 312 ½ righe e non da 3 ½. Due campi formano un quadro completo. I due campi si dicono « interlacciati ».

Impulsi di sincronismo di riga e di quadro

L'immagine riprodotta sullo schermo del cinescopio sarà perfetta se le righe di cui è formata si susseguiranno nel tempo con lo stesso ordine e cadenza con cui vengono tracciate quelle della telecamera (sincronismo).

Oltre a ciò, si deve fare in modo che, il ritorno del raggio elettronico (ad ogni riga) non sia visibile. Ecco perchè nella telecamera poco prima che termini una riga si provvede a « togliere » il raggio elettronico; il tempo che intercorre dalla fine di una riga all'inizio dell'altra è comunque breve (corrisponde infatti a circa il 18 % del tempo di tracciamento di una riga). Durante questo tempo di ritorno, si inserisce un impulso di sincronismo che provvede appunto a determinare la fine di ogni riga sia nella telecamera che nel ricevitore.

In fig. 2 è riportato l'impulso di spegnimento di riga; di questo, l'1 % rappresenta **il piedistallo anteriore del nero** (viene chiamato così perchè quando il segnale video è modulato al 75 %, a questo livello si ha il nero); il 9 % viene impiegato per l'impulso di sincronismo di riga, e infine l'8 % rappresenta **il piedistallo posteriore del nero.**

Nel segnale trasmesso sono presenti anche gli impulsi per il sincronismo del quadro; ma di questi ci occuperemo più avanti.

Fig. 4 - Modulazione di ampiezza: a) Schema di principio di un modulatore AM; b) Variazione del fattore di amplificazione Δ A della valvola in funzione della variazione della tensione di modulazione; c) Curva di inviluppo della portante RF prodotta in seguito al processo di modulazione; d) Bande laterali di una portante modulata AM.

Larghezza di banda

Il numero di punti di cui è formata una riga (rapporto dei lati = 3 : 4) è dato da:

$$625 \times \frac{4}{3} = 832 \text{ punti}$$

Nel caso più semplice in cui un punto nero sia seguito da un punto bianco, avremmo una oscillazione con frequenza pari a:

$$\frac{832 \times 15625}{2} = 6{,}5 \text{ MHz}$$

E questa dovrebbe essere effettivamente la larghezza di banda da trasmettere. In pratica, per difficoltà tecniche ed economiche si viene ad un compromesso: si è convenuto infatti di trasmettere un segnale con larghezza di banda di 5 MHz.

Portante dell'immagine

Il segnale dell'immagine (video) viene trasmesso col sistema della banda laterale parzialmente soppressa (fig. 3).

Il segnale video modula in ampiezza la portante e la banda laterale inferiore viene soppressa mediante filtri fino ad una frequenza di 1,5 MHz. Non è possibile « tagliare oltre » sia a causa dell'elevato costo dei filtri necessari per tagliare le frequenze subito dopo la portante, sia per il fatto che un simile taglio, qualora fosse realizzato, produrrebbe una considerevole distorsione di fase del segnale.

In fig. 4 a è riportato lo schema di principio di un modulatore AM. Qualsiasi modulazione di ampiezza non è essenzialmente che una **variazione di amplificazione** in sincronismo con la frequenza modulante. Il punto di lavoro della valvola viene infatti spostato mediante la tensione griglia-catodo a seconda dell'andamento del segnale modulante. Questa variazione di amplificazione del segnale RF produce il cosidetto **inviluppo di modulazione** della portante RF (4 c). Insieme

alla frequenza portante f_1 (4 d) si producono due frequenze laterali simmetriche di valore $f_1 - f_2$ e $f_1 + f_2$ dove con f_2 si vuole indicare il massimo valore di frequenza del segnale modulante.

La variazione di ampiezza della curva di inviluppo corrisponde alle variazioni di ampiezza della frequenza modulante. Le parti inferiori e superiori della curva di inviluppo hanno polarità opposte: in conseguenza di ciò, la frequenza modulante non è più disponibile come tale. Solo eliminando con apposito circuito rettificatore una metà della curva di inviluppo, potremo riottenere la primitiva frequenza modulante.

Portante del suono

Il suono (audio) viene irradiato mediante una portante con frequenza 5,5 MHz più alta di quella della portante video. Questa distanza viene mantenuta al trasmettitore mediante oscillatori controllati a quarzo. La portante viene modulata in frequenza dal segnale audio; la massima deviazione di frequenza (Δf), corrispondente ad una moduzione del 100 %, è $\pm$ 50 kHz; la potenza irradiata è circa 1/5 di quella impiegata per irradiare la immagine.

In fig. 5 è riportato lo schema di principio di un modulatore FM. In parallelo al circuito di accordo dell'oscillatore video viene inserito un microfono a condensatore; **la frequenza** dell'oscillatore verrà in questo caso variata a seconda dell'ampiezza del segnale modulante. La massima deviazione di frequenza, e cioè $\Delta f = \pm$ 50 kHz, corrisponderà quindi alla massima ampiezza del segnale audio e quindi alla massima intensità del suono ricevuto. **La velocità** con cui varia la frequenza dipende dalla frequenza di modulazione del segnale.

Schema a blocchi di un ricevitore TV

In fig. 6 è riportato lo schema a blocchi di un ricevitore TV. Sugli otto stadi si può dire quanto segue:

1) L'alimentatore provvede a fornire la corrente a tutti gli stadi.

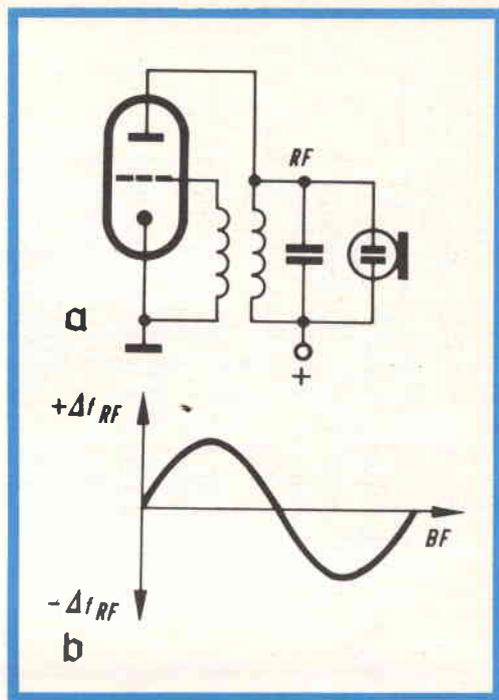
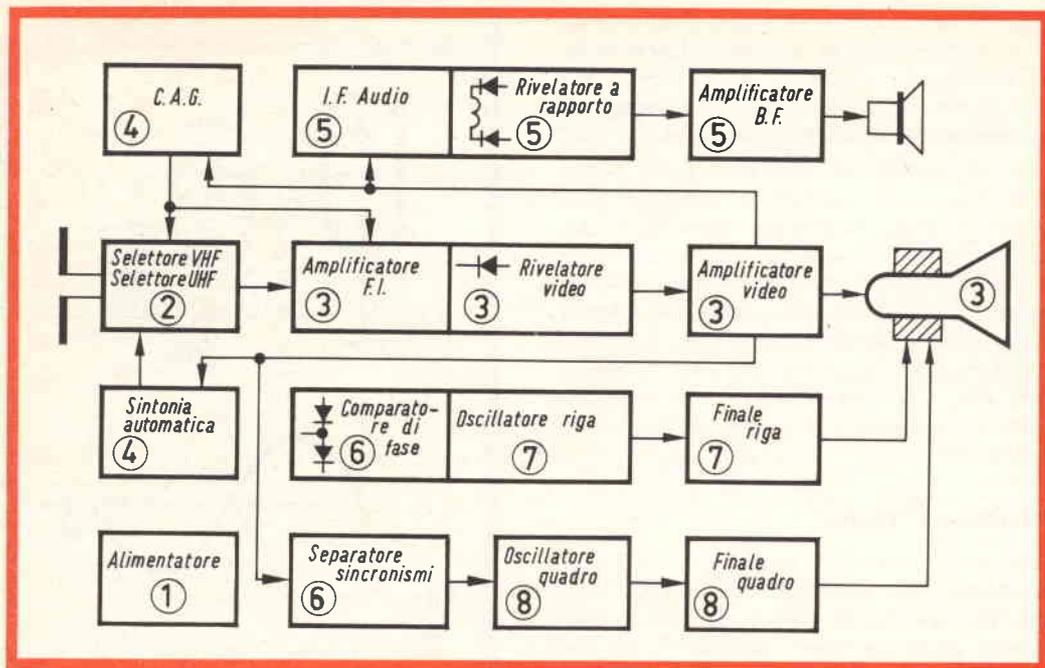



Fig. 5 - Modulazione di frequenza: a) Schema di principio di un modulatore FM; b) la tensione modulante varia la frequenza del segnale RF.

2) I selettori VHF e UHF amplificano i rispettivi segnali e trasformano mediante uno stadio convertitore additivo il segnale RF in un segnale a frequenza intermedia (F.I.).

3) Il segnale F.I. viene successivamente amplificato nell'amplificatore F.I. Nel rivelatore video si riottiene il segnale video primitivo prodotto dalla telecamera. Il segnale video viene ulteriormente amplificato nell'amplificatore video e poi applicato al cinescopio dove mediante variazioni dell'intensità luminosa si riottiene l'immagine osservata dalla telecamera.

Mediante un secondo processo di conversione (di tipo additivo) si ottiene dal circuito del rivelatore video il segnale F.I. del suono (con frequenza differenza tra le due portanti, e cioè, 5,5 MHz).

Fg. 6 - Schema a blocchi di un moderno televisore.

Questo segnale (5,5 MHz) può essere ulteriormente amplificato nell'amplificatore video.

4) Uno stadio fornisce una tensione negativa (C.A.G.) che applicata alla griglia delle valvole dell'amplificatore R.F. e F.I. ne regola l'amplificazione in modo che, indipendentemente dall'intensità del segnale presente in antenna, venga applicato all'elettrodo di controllo del cinescopio (griglia o catodo) un segnale video avente sempre la stessa ampiezza. Vi è inoltre un circuito (C.A.F.) mediante il quale, una volta scelta una data emittente, l'oscillatore locale mantiene sempre quel dato valore di frequenza.

5) La portante F.I. audio modulata in frequenza (5,5 MHz) viene ulteriormente amplificata. Nel rivelatore a rapporto si riottiene il primitivo segnale audio che, dopo essere stato sufficientemente amplificato viene applicato alla bobina mobile dell'altoparlante.

6) C'è lo stadio che separa il segnale di sincronismo dal segnale video; il segnale di sincronismo di quadro sincronizza **direttamente** l'oscillatore di quadro. Per la sincronizzazione dell'oscillatore di riga, si usa una tensione continua ricavata da un circuito che paragona il segnale di sincronismo di riga con quello dell'oscillatore locale.

7) L'oscillatore di riga che fornisce al relativo stadio finale il segnale per la deflessione orizzontale del raggio elettronico del cinescopio.

8) L'oscillatore di quadro che fornisce al relativo stadio finale di quadro il segnale per la deflessione verticale del raggio elettronico.

Prossimamente verranno esaminati dettagliatamente: 1) L'alimentatore di un televisore; 2) La sezione amplificatrice R.F. e convertitrice (selettore di canali).

L. C.

(Da « Funktecnik 65/5 »)

CIRCUITI LOGICI APPLICATI ALL'AUTOMAZIONE

Tra le principali applicazioni dei relè statici Norbits, oltre a quelle di cui si è fatto cenno, citiamo ad esempio i dispositivi di controllo ferroviario, l'automazione di nastri e carrelli trasportatori, il comando di macchine utensili e in generale tutti i sistemi di controllo industriale.

Problemi di automazione di tipo più complesso, di conteggio con relativa programmazione, di manipolazione di dati, ecc., problemi cioè per i quali è presumibile la necessità di una più alta frequenza di lavoro, fanno ritenere opportuno il ricorso ad una logica basata sull'impiego delle porte AND e OR a diodi: ciò comporta la necessaria introduzione nello schema logico di circuiti amplificatori per ripristinare il livello dei segnali opportunamente squadrandoli, ed inoltre lo impiego di ulteriori funzioni particolari come invertitori, multivibratori, shift-registers, ecc.

Anche in questo caso, però, il numero ridotto di circuiti fondamentali che debbono essere frequentemente ripetuti in

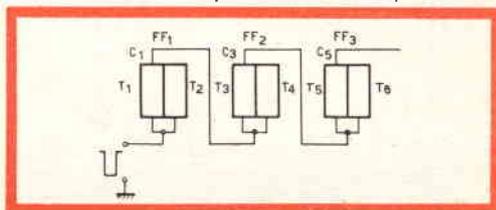



Fig. 9 - Montaggio di Flip-Flop in cascata.

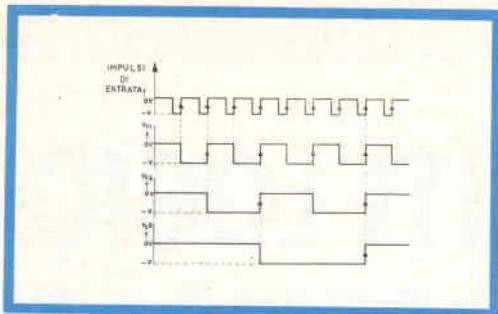



Fig. 9 a - Tensioni di collettore di T_1, T_3, T_5 nel montaggio relativo alla fig. 9; le frecce indicano gli impulsi di tensione che fanno commutare il Flip-Flop successivo; appare chiaro come il Flip-Flop sia di fatto un divisore di frequenza per 2.

ogni apparecchiatura logica, ha reso possibile la produzione in serie di blocchi logici normalizzati, ciascuno dei quali assolve una determinata funzione: il loro impiego fa indubbiamente conseguire al costruttore un sensibile risparmio di tempo e di lavoro. Tra tali circuiti fondamentali, riveste particolare importanza il multivibratore bistabile o Flip-Flop: esso è costituito da due transistori mutualmente accoppiati in modo tale che lo stato di conduzione dell'uno (tensione nulla al suo collettore = segnale « 0 ») automaticamente comporta che l'altro sia bloccato (tensione diversa da zero al suo collettore = segnale « 1 »); lo scambio dei segnali « 0 » e « 1 » ai collettori dei due transistori, cioè la commutazione del Flip-Flop, è ottenuto mediante un certo impulso di tensione portato al Flip-Flop stesso: dal che si vede come il Flip-Flop possa realizzare la funzione memoria.

numero di impulsi applicati	stato di FF1	stato di FF2	stato di FF3	stato di FF4
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	1	0	1
11	1	1	0	1
12	0	0	1	1
13	1	0	1	1
14	0	1	1	1
15	1	1	1	1
16	0	0	0	0

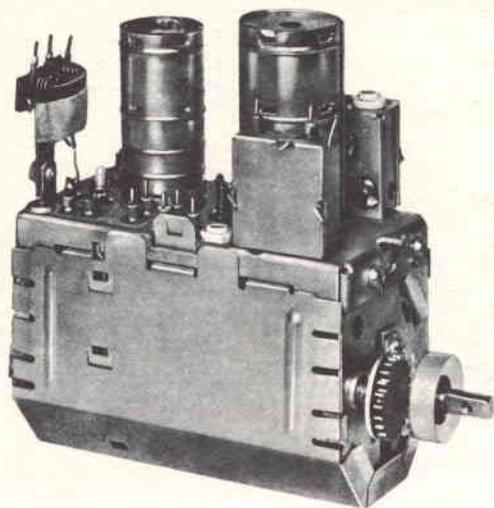
Fig. 9 b - Tabella delle 16 possibili combinazioni dei vari stati « 0 » ed « 1 » di 4 Flip-Flop in cascata: ciascuna combinazione può rappresentare, in codice appunto « binario », un numero da 0 a 15.

Nel caso si debba effettuare un conteggio basterà trasdurre, mediante opportuno elemento, per esempio magnetico o fotoelettrico, tutti i segnali captati in impulsi di tensione, che, opportunamente squadrati, verranno portati ad un certo numero di Flip-Flop disposti in cascata: il numero totale degli impulsi applicati, quindi degli eventi verificatisi, è dato, in codice binario dagli « stati » in cui si trovano i vari Flip-Flop in cascata (figg. 9-9a-9b).

Poichè **n** Flip-Flop in cascata consentono 2^n combinazioni dei segnali « 0 » e « 1 », qualora ci si voglia riportare ad un conteggio secondo il sistema decimale, ogni singola decade sarà realizzabile ovviamente eliminando con un semplice circuito di reazione, $2^4 - 10 = 6$, combinazioni delle 16 rese disponibili da 4 Flip-Flop in cascata.

In ogni caso comunque (conteggio binario o decimale) per qualsiasi operazione o manovra che debba essere programmata al raggiungimento di un certo numero, basta semplicemente condizionare, mediante « porte », la presenza del relativo segnale di comando, a quella particolare ed unica combinazione di segnali ai collettori dei vari Flip-Flop che rappresenta, nel codice prefissato, il numero stesso: è questo il procedimento detto di « decodifica » (fig. 10).

Notiamo infine che sono disponibili unità prefabbricate per la realizzazione di contatori bidirezionali e inoltre che ogni conteggio può essere visualizzato mediante gli appositi tubi cifra.

Descriviamo ora lo schema a blocchi della fig. 11 relativo ad un circuito di bobinatrice automatica realizzata mediante l'impiego dei circuit-blocks.

NUOVO SELETTORE DI CANALI VHF A BOBINE STAMPATE CON AMPLIFICATORE RF "NEUTRODE" E REGOLAZIONE FINE DELLA SINTONIA MEDIANTE SISTEMA

PHILIPS

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

- Stadio amplificatore RF: PC 900 triodo VHF con griglia a telaio.
- Stadio oscillatore e convertitore: PCF 801 triodo-pentodo; entrambe le sezioni con griglia a telaio.
- Corrente di accensione del filamento: 300 mA
- Tensione di accensione del filamento: ≃ 12 V
- Tensione anodica amplificatore RF + oscillatore + convertitore: 135 V
- Corrente anodica amplificatore RF + oscillatore: 24 mA ($V_{CAG} = 0$ V)
- Corrente anodica convertitore: 14 mA
- Portante FI video: 45,9 MHz
- Portante FI audio: 40,4 MHz
- Larghezza di banda RF: 14 MHz a - 3 dB
- Guadagno: 54 X
- Cifra di rumore: 4,5 kT_O
- Dimensioni d'ingombro: 128 x 115 x 50

IL TRIODO PC 900 con griglia a telaio è stato appositamente studiato per essere montato nello stadio amplificatore RF in un circuito neutralizzato con catodo a massa e al quale può essere applicata una tensione C.A.G. La capacità anodo-griglia è ridotta a 0,35 pF grazie all'inserimento di uno schermo tra le superfici inattive della griglia e dell'anodo; la neutralizzazione di questo stadio non è quindi critica.

IL TRIODO-PENTODO PCF 801 è stato anch'esso sviluppato per i moderni selettori VHF solitamente accoppiati con selettori UHF. In ricezione UHF infatti la sezione pentodica è in grado di funzionare come prima valvola amplificatrice della frequenza intermedia con possibilità di regolazione del guadagno dato che la griglia della sezione pentodo è a telaio e a passo variabile.

PHILIPS S.P.A. REPARTO ELETTRONICA - PIAZZA IV NOVEMBRE 3 - MILANO

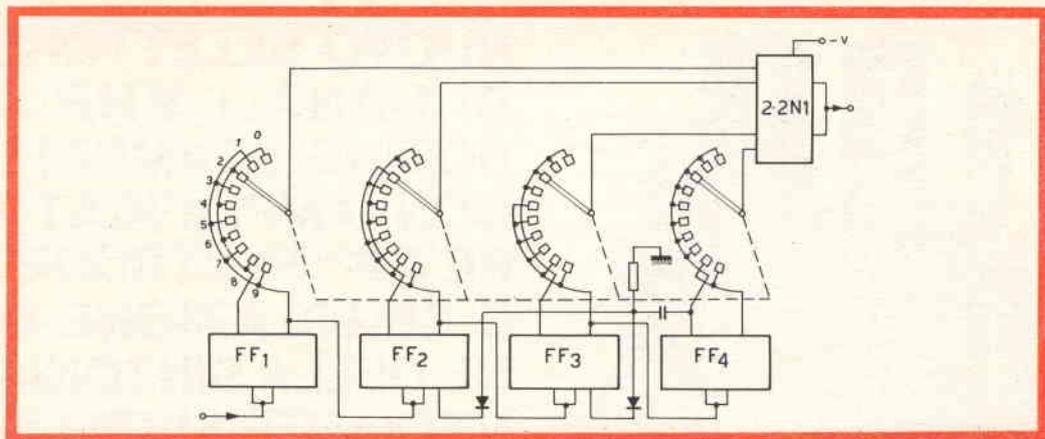



Fig. 10 - Contatore decadico a predeterminazione: agendo sull'apposito commutatore a 10 posizioni a 4 piani, si programma il numero desiderato.

L'apparecchiatura consente di prefissare su appositi commutatori i diversi numeri di spire corrispondenti agli avvolgimenti di cui è previsto sia composta la bobina. Per ciascuna spira della bobina e quindi per ciascun giro del rocchetto su cui viene avvolta, un apposito foto captatore preleva un segnale che, opportunamente formato, viene inviato ad un contatore decadico a Flip-Flop: in tale contatore, mediante selettori e porte, vengono programmati (decodifica) i numeri di spire desiderati per ogni avvolgimento.

Al fine di ridurre, a parità di funzioni da svolgere, la capacità del contatore e quindi il costo dell'apparecchiatura, è stato previsto l'azzeramento del contatore stesso al raggiungimento di ogni numero

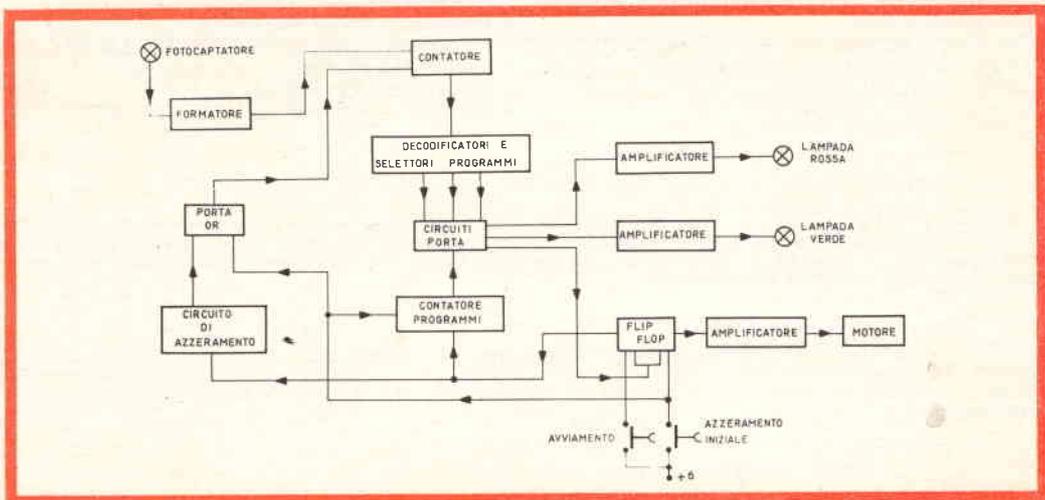



Fig. 11 - Schema a blocchi di una avvolgitrice automatica realizzata con circuit-blocks: una segnalazione diversa (lampada verde e lampada rossa), è prevista rispettivamente alla fine dell'ultimo avvolgimento e di ciascuno dei precedenti; il motore, sempre avviato tramite comando a pulsante, viene fermato automaticamente al raggiungimento di ogni numero programmato di spire.

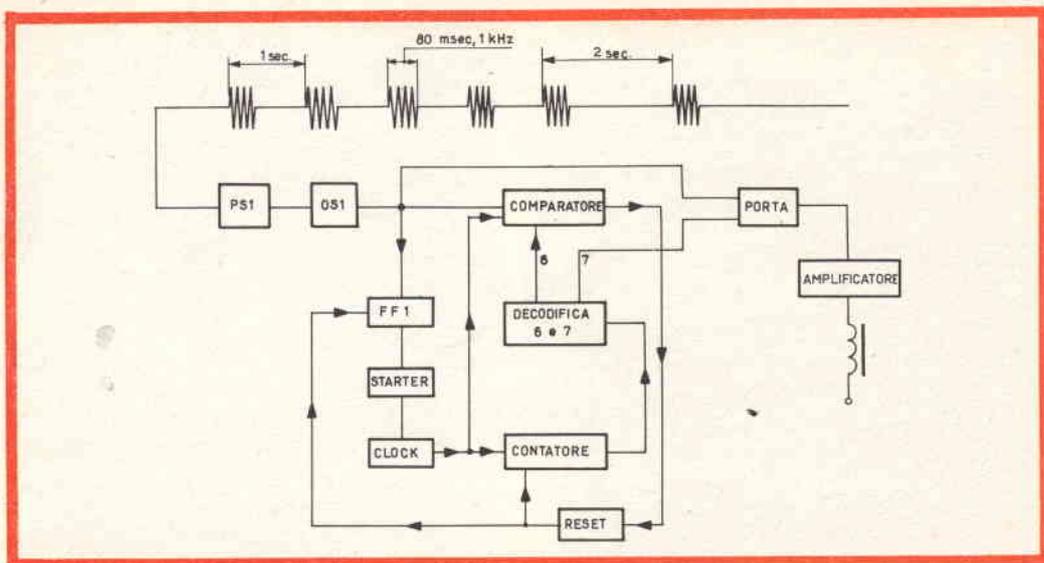



Fig. 12 - Schema decodificatore del segnale orario della RAI per la regolazione automatica degli orologi realizzato mediante l'impiego dei circuit-blocks.

programmato: necessariamente quindi ogni singolo programma viene selezionato da un apposito contatore di programmi comandato dal Flip-Flop FFI.

Il segnale di avviamento al motore che viene dato manualmente tramite pulsante, viene memorizzato dallo stesso Flip-Flop, il quale viene poi riportato nelle condizioni iniziali all'uscita di ogni programma con conseguente arresto del motore. È prevista in fine una rete di azzeramento iniziale.

Illustreremo ora lo schema di fig. 12: il relativo circuito, realizzato mediante l'impiego dei circuit-blocks, provvede a fornire il comando di eccitazione ad una elettrocalamita ogni qualvolta vengono portati al suo ingresso 6 impulsi elettrici aventi le stesse caratteristiche, la stessa durata e la stessa successione nel tempo, del segnale orario trasmesso dalla RAI: tale circuito può essere opportunamente impiegato per la regolazione automatica degli orologi, ad es. in una stazione ferroviaria, in una fabbrica, o in un quartiere cittadino.

Il segnale orario captato da un radioricevitore viene inviato alle unità PS1 e OS1; qui viene squadrato e inviluppato in una sequenza di onde quadre, ciascuna delle quali ricopre uno dei 6 treni d'onda a 1000 Hz che costituiscono il segnale orario stesso.

Le suddette onde quadre sono confrontate, nel comparatore, con onde quadre uguali provenienti da un multivibratore astabile che inizia ad oscillare, alla frequenza di 1 Hz, a partire dall'istante corrispondente al primo segnale che perviene dal ricevitore.

Gli impulsi del multivibratore vengono inviati ad un contatore che fornisce un segnale in corrispondenza del 6° e del 7° di questi; il segnale che esce dal contatore al 6° impulso serve a portare nel comparatore il segnale radio mancante corrispondente: ciò perché il codice del segnale orario prevede assenza di segnale nell'istante che precede di un minuto secondo il segnale zero.

Ed infatti se il comparatore ricevesse il 6° segnale soltanto dal multivibratore, farebbe commutare il dispositivo di « reset » che riporterebbe tutto il circuito nelle condizioni iniziali.

Lo stesso d'altra parte avverrebbe se il comparatore, oltre al segnale del multivibratore, ricevesse il segnale anche dal contatore e dall'OS1 di ingresso.

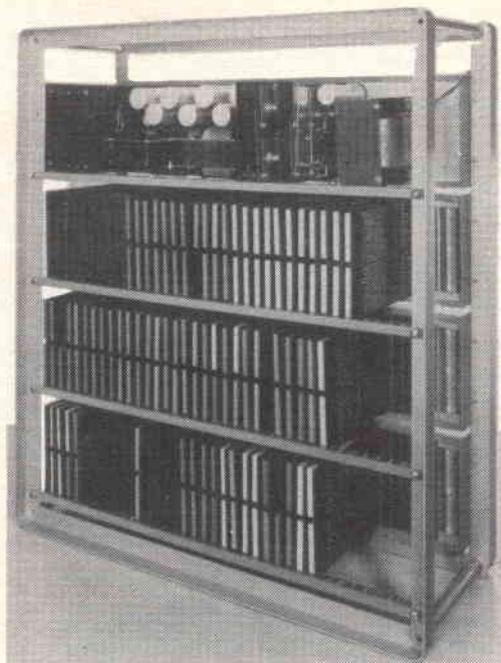



Fig. 13 - Maquette di laboratorio di una calcolatrice a circuit-blocks per la contabilità e la fatturazione.

Fig. 14 - Apparecchiatura di controllo delle lampade Philips, equipaggiata con circuit-blocks, in funzione presso la fabbrica di Eindhoven.

Il segnale che esce dal contatore in corrispondenza del 7° impulso del multivibratore viene inviato al circuito porta; qui la concomitante presenza del segnale corrispondente all'ultimo impulso del segnale orario provoca la commutazione dell'unità amplificatrice, la quale ecciterà la elettrocalamita di comando.

Si nota infine che, evidentemente, segnali radio di caratteristiche diverse da quelle relative al segnale orario, provocano ogni volta, sempre tramite il circuito di « reset » il ripristino nel circuito delle condizioni di partenza.

Abbiamo illustrato a grandi linee a titolo indicativo soltanto alcune semplici applicazioni dei circuit-blocks, ma va sottolineato come essi siano dotati di una flessibilità tale da consentire l'impiego nei settori più svariati della ricerca scientifica e dell'industria: ed infatti sono state già realizzate con circuit-blocks apparecchiature che vanno dai contatori a predeterminazione ai registratori di cassa, dai dispositivi di controllo del traffico alle presse idrauliche, dagli orologi elettronici alle bilance automatiche, dagli strumenti medicali ai calcolatori matematici, dai frequenzimetri automatici ai sistemi di controllo per macchine utensili, ecc. (figure 13-14).

Conclusione

L'automazione cammina rapidamente verso l'adozione integrale dei sistemi elettronici: un passo ulteriore per rispondere alle esigenze della tecnica più avanzata nel contempo semplificandone le realizzazioni pratiche è rappresentato appunto dall'impiego dei blocchi logici prefabbricati Norbits e circuit-blocks della Philips, il cui laboratorio applicazioni resta a disposizione dei Costruttori per fornire dati e notizie necessari per una loro corretta applicazione.

EUPHONICS MINICONIC

FONORIVELATORE AL SILICIO

II Parte

Il fonorivelatore Miniconic è un capolavoro di ingegneria meccanica ed elettrica. La piastrina di silicio, grazie all'elevato rendimento, è ridotta alle minime dimensioni; la riduzione di peso oltre che diminuire l'usura del disco consente di allargare la banda delle frequenze riproducibili. Si osservino le armature sulle quali è fissata la minuscola porzione elettro-attiva del complesso. Tali armature hanno un peso che è 1/4 di quello di un analogo complesso ceramico, fig. 16 (1), e ovviamente molte volte inferiore a quello di un fonorivelatore magnetico. La miniaturizzazione di tutti gli elementi consente di poter effettuare la trasmissione del moto, dalla puntina all'elemento al silicio mediante un dispositivo fatto di gomma al butile, fig. 16 (2).

Queste due particolarità unitamente al corto tubetto di alluminio che tiene la microscopica puntina di diamante consentono di avere un insieme avente un peso complessivo di 0,6 mg, fig. 16 (3). In base a risultati di calcolo si è potuto stabilire che quando il peso del complesso è 0,414 mg lo « shock noise » risulta automaticamente eliminato e la puntina può seguire tutte le modulazioni del solco a tutte le velocità dei dischi attualmente in uso.

Funzionamento del Miniconic

Il segreto del Miniconic sta nel suo particolare funzionamento come « dispositivo modulatore ». Il cuore di tutto il complesso è un minuscolo elemento chiamato « PIXIE », una piastrina di silicio il cui reticolo cristallino è stato « trattato » in modo che il materiale sotto l'impulso di una sollecitazione meccanica diventi più o meno conduttore di corrente.

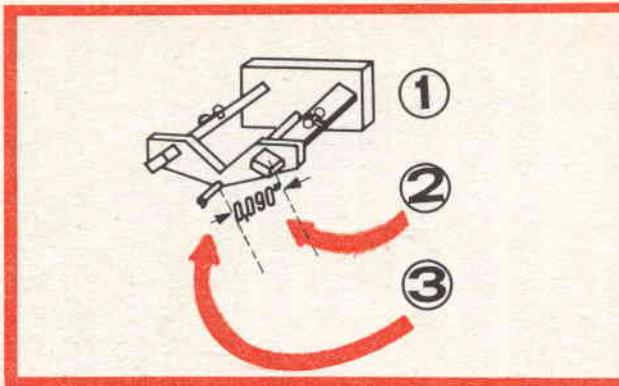



Fig. 16 - Disposizione dei componenti della cartuccia Miniconic. Il peso dell'insieme è 1/4 di un'analoga cartuccia ceramica.

Questo elemento è indicato in modo particolareggiato a destra della fig. 17, Misura 0,2 x 0,5 x 0,13 mm.; è quindi più piccolo della punta di una puntina di diamante! È ricoperto da uno strato di biossido di silicio ed è saldato a due piastrine di rame ricoperte in oro. Tra quest'ultime è inserita della resina così da far assumere all'insieme l'aspetto di un « sandwich ». La superficie in corrispondenza dell'elemento PIXIE è scavata per 3/4 e fa da « cerniera »; quando le oscillazioni meccaniche comunicate alla puntina agiscono sull'elemento, quest'ultimo si allungherà o si accorcerà in sincronismo con quelle. Come abbiamo già accennato, le elongazioni e i raccorciamenti dell'elemento PIXIE al silicio, si traducono in una maggiore o minore resistenza elettrica del medesimo. Se ora si farà circolare in esso una certa **corrente di polarizzazione** fornita da una sorgente esterna, tale corrente varierà al variare della resistenza, e in definitiva avremo **la trasformazione dell'oscillazione meccanica in oscillazione elettrica (fig. 17).** L'elemento al silicio si comporta quindi come una valvola, e rispetto ad un analogo dispositivo magnetico ha un rendimento diecimila volte superiore. Cinque anni di prove e di studi consentono attualmente di produrre su scala industriale questo minuscolo fonorivelatore, considerato un capolavoro della microminiaturizzazione.

Il Miniconic e le riproduzioni stereofoniche

Le riproduzioni stereo sono la magica illusione della realtà musicale percepita dalle due orecchie. All'interno del cervello umano esiste un « centro di riferimento » che confronta le differenze di intensità con cui i suoni pervengono alle due orecchie. Questo stesso « centro » tiene conto della diversità di tempo con cui i vari suoni pervengono alle orecchie dai vari strumenti musicali disposti a destra e a sinistra dell'ascoltatore.

Il cervello è in grado di valutare il riverbero di due suoni, le loro intensità e apprezzare le distanze delle sorgenti dei vari suoni; il tutto con un unico atto

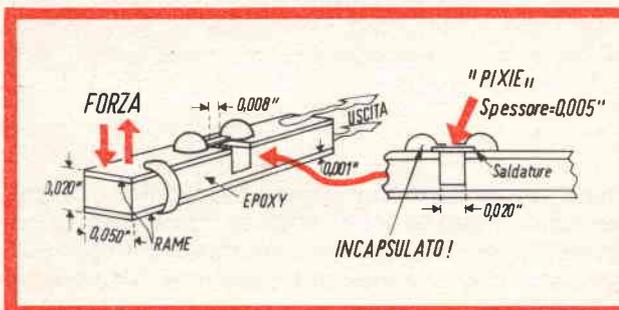



Fig. 17 - Particolare dell'elemento al silicio. (Pixie). La disposizione a « sandwich » consente di poter meglio comunicare all' elemento modulatore di corrente le sollecitazioni meccaniche provenienti dal solco del disco.

istantaneo e involontario. Tutti questi processi possono essere riprodotti dai due minuscoli elementi al silicio (PIXIE), fig. 18.

È noto come per una riproduzione stereofonica si richiedono due amplificatori e due altoparlanti; necessiterebbero inoltre due fonorivelatori e due puntine per poter raccogliere la modulazione laterale e quella verticale del solco. In pratica abbiamo una sola puntina ed un unico solco. Ma allora com'è possibile?

Si osservi innanzitutto nella fig. 18 come il tubetto cui è saldata la puntina spinto in alto e verso destra produce sollecitazioni meccaniche solo sull'elemento di destra. Quando la puntina è mossa in senso verticale risultano sollecitati entrambi gli elementi al silicio. Viceversa, quando la puntina si muove verso l'alto e verso sinistra il supporto a « X » si comporta, nel punto di incrocio della X, come una cerniera togliendo il moto all'elemento al silicio di destra e comunicandolo all'elemento al silicio di sinistra.

S'immaginino i movimenti veloci cui sarà soggetta la puntina (verticalmente e orizzontalmente!) quando, per esempio, ci sarà da riprodurre stereofonicamente un brano musicale eseguito da un'orchestra sinfonica al completo!

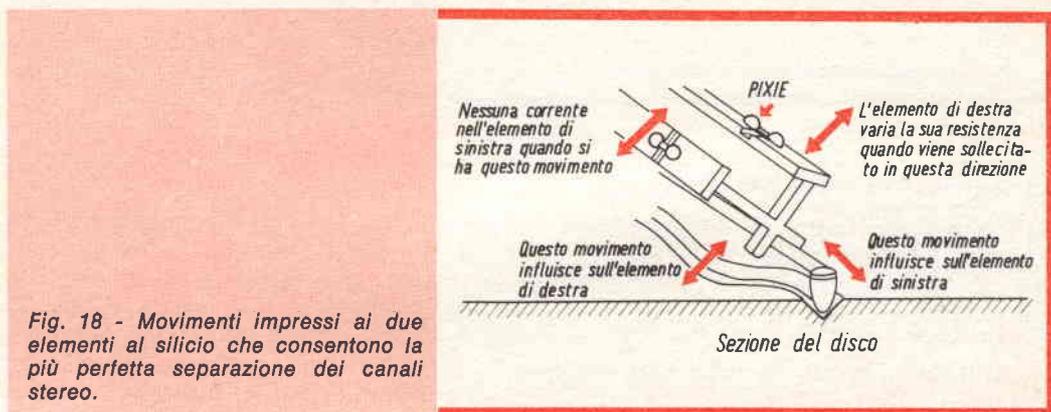



Fig. 18 - Movimenti impressi ai due elementi al silicio che consentono la più perfetta separazione dei canali stereo.

Il solco di un disco stereofonico

Nella fig. 19 viene illustrato schematicamente come si presenta il solco di un disco stereofonico. All'atto dell'incisione il solco non-modulato appare come indicato nella sezione 1 della fig. 19. Quando viene inciso un suono proveniente da **destra,** lo stilo incisore si muove **verso il basso e verso destra** mentre la parete sinistra del solco rimane inalterata; sul fondo del solco lo stilo-incisore striscia soltanto. Nella sezione 3 si vede il comportamento dello stilo-incisore analogo alla sezione 1, ma all'atto di incidere un suono proveniente da sinistra.

Nella sezione 4 è indicata l'incisione di una nota bassa proveniente da destra e quella di una nota alta proveniente da sinistra. La sezione 5 differisce dalla sezione 1 in quanto rappresenta un moto verticale rispetto al centro del solco con i suoni alti incisi solo a destra. In conclusione, possiamo dire che il solco risulta inciso in due direzioni; l'angolo tra l'incisione di destra e quella di sinistra è di 45°, oltre a ciò lo stilo incisore si muove su e giù verticalmente. Ciò significa che la puntina è soggetta ad un continuo movimento intorno ad un angolo di 360° e ad una accelerazione 1000 volte superiore alla forza di gravità! (1 G = 980 cm/sec^2). È evidente quindi che tutto il **complesso mobile** del fonorivelatore deve avere un peso ridottissimo poichè solo in questo caso esso può effettuare tutti i movimenti che ad esso imprimono le varie modulazioni incise nel solco (fig. 19).

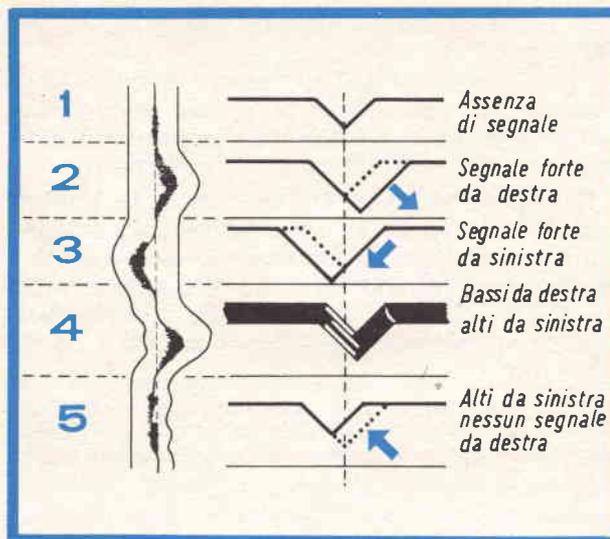



Fig. 19 - Illustrazione schematica del solco di un disco stereofonico.

La puntina del Miniconic

Fino a poco tempo fa la produzione di puntine biradiali ed ellittiche era molto costosa. Ma la scoperta di nuove tecniche di rettifica e di molatura ha consentito di poter controllare le dimensioni della puntina sino all'ordine di grandezza del micron. La puntina di diamante con la sezione superiore quattro volte più estesa dell'altezza, si avvicina, come forma, a quella dello stilo-incisore; ciò consente il contatto più perfetto con entrambi le parti del disco con il risultato di eliminare del tutto l'effetto « pinch » che, come abbiamo visto, si verifica di preferenza alle frequenze superiori a 5 kHz e in corrispondenza dei solchi più interni del disco. Comparatori meccanici di elevata precisione consentono il perfetto orientamento della puntina nel leggerissimo tubetto di alluminio a cui essa è fissata: un'imprecisa posizione produrrebbe l'usura del solco del disco, distorsione dei suoni, la mancanza di geometria nelle riproduzioni stereo. La puntina è saldata direttamente al tubetto a differenza degli altri fonorivelatori nei quali tale collegamento avviene a mezzo di supporto metallico di un certo peso. Si noti il disaccoppiamento in gomma butilica che disimpegna il tubo di alluminio e la puntina dalla massa del supporto (fig. 20).

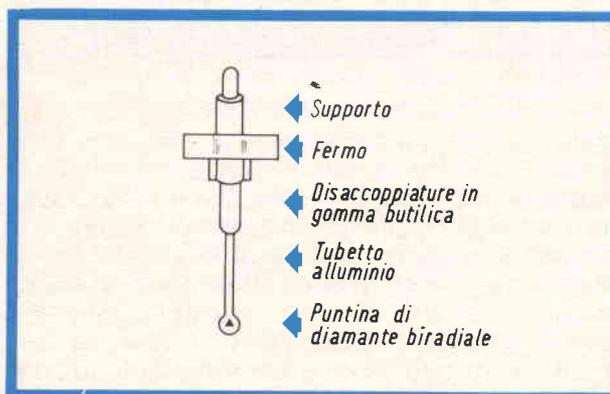



Fig. 20 - Schema indicante il sistema di fissaggio della puntina al supporto.

Installazione del Miniconic

Tutti i Kits Miniconic e i relativi bracci sono facili da installare. Nella maggior parte dei casi si tratta di inserire degli spinotti. Nei cambiadischi con pagliette di ancoraggio è sufficiente togliere gli spinotti dai cavetti del Miniconic e saldarli alle pagliette del cambiadischi.

Ma attenzione! Il fonorivelatore Miniconic di alta classe, quello contrassegnato con la lettera LS (Lab. Standard Series) richiede bracci di qualità, leggeri e producenti un ridotto attrito. Per alcuni tipi di cambiadischi è necessario tenere in conto un attrito pari a 1,5 grammi necessari per muovere il braccio in direzione verticale. Oltre a ciò è necessario aggiungere il peso necessario per caricare la puntina e allora si arriva ad una spinta complessiva di 2 o 3 grammi. Con la puntina biradiale della serie LS c'è il pericolo di logorare sia la punta che il solco del disco.

Si usi allora il tipo CK-15 P con circa 3 grammi, a meno che non possediate un giradischi di alta qualità, dato che la puntina sferica-conica con punta più

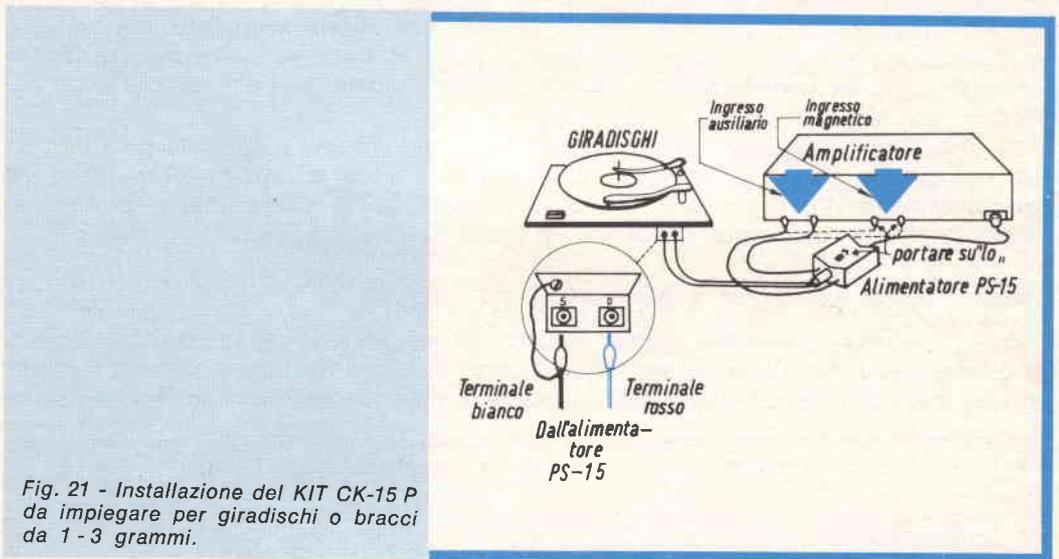



Fig. 21 - Installazione del KIT CK-15 P da impiegare per giradischi o bracci da 1 - 3 grammi.

grande (0,5 mil) della Miniconic professionale sopporta una forza trascinante maggiore in quanto distribuisce il peso su di un'area più estesa.

Per consentire una maggiore sopportabilità (pressione della puntina) il tipo CK-15 P possiede una cedevolezza (compliance) di $15 \cdot 10^{-6}$ cm/dina rispetto ai 25 della serie LS (fig. 21).

Un braccio progettato per fonorivelatori Miniconic

Il peso effettivo del braccio TA-15 è solo 14 grammi, compreso l'elemento fonorivelatore, il quale può quindi seguire l'incisione verticale e orizzontale del solco con una pressione della puntina di soli 0,5 grammi. I fonorivelatori magnetici pesano da 8 a 12 grammi; questo peso sommato ai 20 e 30 grammi del braccio consente un limitato movimento **verticale** della puntina con conseguente distorsione, fruscio a causa dell'imperfetto contatto con il solco e infine pericolo che la puntina salti da un solco ad un altro nel caso di ascolto di dischi leggermente ondulati.

Fig. 22 - Braccio TA-15 per cartuccia Miniconic.

I componenti Miniconic non sono soggetti alla spinta laterale come gli analoghi magnetici. Nelle unità magnetiche, un leggero spostamento dalla posizione prestabilita produce imperfetta separazione e distorsione in quanto il ferro va a finire nella zona dove il campo magnetico non è lineare; la conseguenza di ciò è una più ridotta sensibilità nel canale sinistro a causa del campo magnetico più debole.

Nel TA-15 la pressione della puntina è regolata da una manopola posta da un lato del perno; l'impiego di una molla riduce il peso al minimo. La risonanza del complesso del braccio è molto al di sotto della banda utile e lo smorzamento critico e efficiente presenta un aumento di soli 3 dB a 15 Hz (fig. 22).

L'alimentatore PS-15 per il Miniconic

Per il fonorivelatore Miniconic è prevista la sorgente di alimentazione PS-15. Di dimensioni ridotte e compatta questa unità di alimentazione non solo fornisce la corrente di polarizzazione della testina ma provvede anche ad adattare l'im-

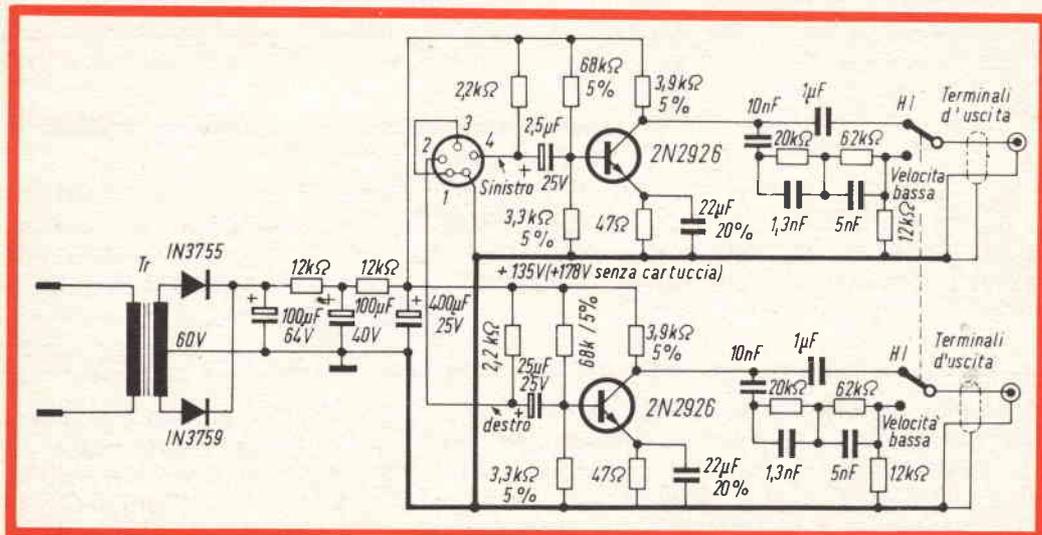



Fig. 23 - Schema elettrico dell'alimentatore (PS-15) della cartuccia Miniconic.

pedenza di 800 Ω (0,4 V) ai vari ingressi ausiliari di un amplificatore convenzionale. L'unità ha infatti incorporato un commutatore che consente di poter utilizzare ingressi per fonorivelatori magnetici nel caso gli altri ingressi siano usati per altri scopi. Quando il commutatore si trova nella posizione « Lo », viene inserita una equalizzazione « inversa » di 38.1 dB e contemporaneamente viene ridotta l'uscita a 8 mV su 47 kΩ, per poter entrare direttamente nell'ingresso per fonorivelatore magnetico già esistente. Tutti questi accorgimenti permettono di « iniettare » nell'ingresso « per fonorivelatore magnetico » del vostro amplificatore un segnale di livello adatto e esente da ronzio. Naturalmente, il risultato sarà ancora migliore se potrete usare gli altri ingressi ausiliari del vostro amplificatore (fig. 23).

Progettate da voi il circuito d'ingresso

Gli amanti dell'alta fedeltà che di solito si autocostruiscono l'amplificatore e che desiderano impiegare il fonorivelatore Miniconic, possono fare non solo a meno dell'unità di alimentazione PS-15 ma anche di due stadi di preamplificazione.

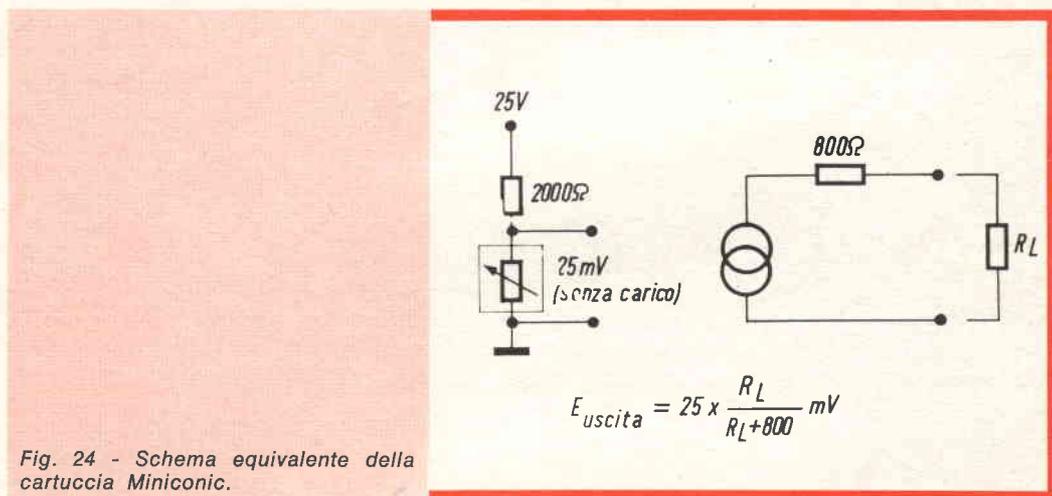



Fig. 24 - Schema equivalente della cartuccia Miniconic.

Viene inoltre eliminato il critico circuito di equalizzazione necessario quando si impiegano fonorivelatori magnetici; l'elevato livello del segnale di uscita del Miniconic consente infine di fare a meno, in molti casi, del preamplificatore o per lo meno di limitare il guadagno a quello richiesto per l'adattamento dell'equalizzazione nel regolatore di tono e di volume.

L'impedenza bassa di 800 Ω del Miniconic è ideale nel caso che si impieghino amplificatori a transistori; essa consente infatti di eliminare le reti di adattamento che attenuano il segnale e sono sempre necessarie quando si impiegano fonorivelatori convenzionali aventi impedenza di uscita con valore di 47 kΩ o ancora più elevata. Anche le eventuali schermature elettrostatiche per l'eliminazione del ronzio risultano più semplificate a causa dell'elevato livello del segnale dell'unità. In fig. 24 riportiamo il circuito equivalente della cartuccia Miniconic.

Con questo schema elettrico si vuole fornire un esempio per il calcolo della tensione di uscita dal Miniconic da applicare alla base del primo stadio amplificatore a transistori. Nelle condizioni indicate nello schema, a sinistra, il fonorive-

latore fornisce, alla frequenza di 1kHz, 25 mV in assenza di carico (fig. 24). Con un carico di 2 kΩ, l'uscita si riduce a 17,8 mV.

In queste condizioni, il rapporto segnale-disturbo supera gli 80 dB ed è quindi più che sufficiente per qualsiasi complesso di amplificazione dato che, anche nei preamplificatori professionali per fonorivelatori magnetici, tale rapporto è solo dell'ordine di 65 dB. Un rapporto segnale-disturbo ancora più favorevole si può ottenere riducendo le tensioni e le correnti come appunto si verifica impiegando il circuito dell'unità PS-15.

Il circuito tipico

Siccome il fonorivelatore a semiconduttore U-15 è essenzialmente un dispositivo modulatore che impiega una sorgente esterna, i circuiti esterni saranno costituiti da resistori di carico collegati in serie a ciascun elemento modulatore e alla relativa sorgente di alimentazione. Ciascun elemento può dissipare su un resistore di 1,2 kΩ al massimo 0,2 W. Per ogni elemento si può impiegare per la dissipazione di 0,1 W, una corrente di 10 mA, mentre riducendo la corrente e lavorando con circa 13 V, un resistore di 2,2 kΩ potrà fornire il massimo rapporto segnale-disturbo e il massimo rendimento per quel dato valore di corrente (come nell'unità PS-15). Nel circuito tipico di figura 25 è indicata anche una rete di bilanciamento stereo inserita nell'alimentazione in c.c. e che fa parte dei resistori di carico.

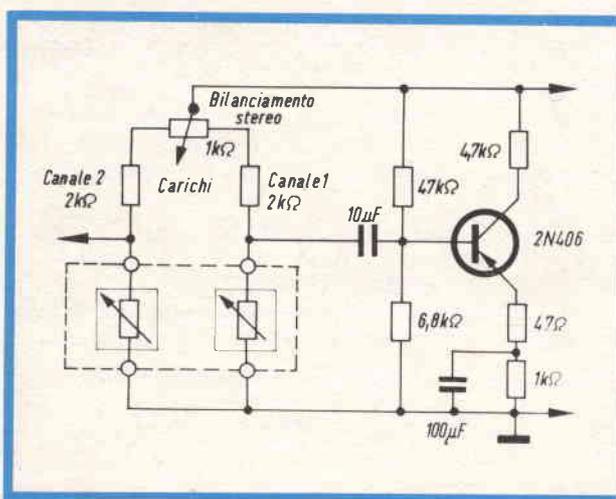



Fig. 25 - Circuito tipico per la cartuccia Miniconic comprendente uno stadio preamplificatore.

Si deve ancora tener presente che il fonorivelatore Miniconic ha una risposta completa ai toni bassi (fino alla corrente continua). Ciò ha il grande vantaggio di rendere la regolazione dei toni bassi efficace all'estremo.

La forte esaltazione elettrica di solito impiegata per compensare il roll-off dei normali fonorivelatori richiede un particolare trattamento con il Miniconic che è in grado di riprodurre effetti di vento e di riverberazione in alcuni buoni dischi. È facile però introdurre anche vibrazioni a frequenza molto bassa prodotte dal giradischi e dagli accessori meccanici.

Per questo motivo sarà necessario compensare gli inconvenienti meccanici del vostro complesso riducendo il roll-off a frequenza molto bassa oppure progettando molto accuratamente il vostro circuito per l'esaltazione dei bassi.

I TERMISTORI

II Parte

Facendo seguito alla prima parte di questo articolo, riportiamo alcune note che costituiscono degli esempi di calcolo dei circuiti, e di scelta dei termistori, in alcune applicazioni pratiche.

Nella letteratura tecnica, si è scritto molto in merito alle caratteristiche generiche ed alle applicazioni dei termistori: tuttavia, si è scritto ben poco nei confronti della soluzione dei problemi pratici che derivano dal loro impiego.

In queste note vengono considerati tre problemi pratici di applicazione, ciascuno dei quali mette in particolare rilievo una diversa caratteristica principale di questi componenti.

Sebbene la parola « termistore » (derivata dalla contrazione dei termini anglosassoni «thermal resistor ») significhi « resistenza termica », e possa essere riferita a dispositivi aventi un coefficiente di temperatura della resistenza sia positivo che negativo, in pratica essa definisce nella produzione industriale particolari tipi di componenti caratterizzati da un coefficiente termico **negativo** del valore di resistenza. Di conseguenza, ci riferiremo esclusivamente a questi tipi, pur tenendo presente che i medesimi procedimenti tecnici, con lievi modifiche, possono essere adottati per risolvere problemi analoghi riferiti a termistori aventi coefficienti di temperatura **positivi.**

In effetti, i termistori compiono un'unica funzione: essi subiscono variazioni del valore della loro resistenza elettrica in rapporto alla temperatura assoluta. I tipi ai quali ci riferiamo appartengono alla categoria per la quale la resistenza **diminuisce con l'aumentare della temperatura.**

La curva che esprime graficamente questa funzione viene definita con la sigla R-T (Resistenza-Temperatura), e viene normalmente tracciata in funzione dell'andamento logaritmico della resistenza nei confronti della temperatura, così come si osserva nella **figura 1.**

Un altro modo comune per rappresentare graficamente questo tipo di informazione può assumere l'aspetto di una tabella, dalla quale risulti il rapporto tra la resistenza che sussiste con qualsiasi temperatura, e quella che sussiste alla temperatura di 25° C: i diversi valori di temperatura costituiscono pertanto un riferimento variabile.

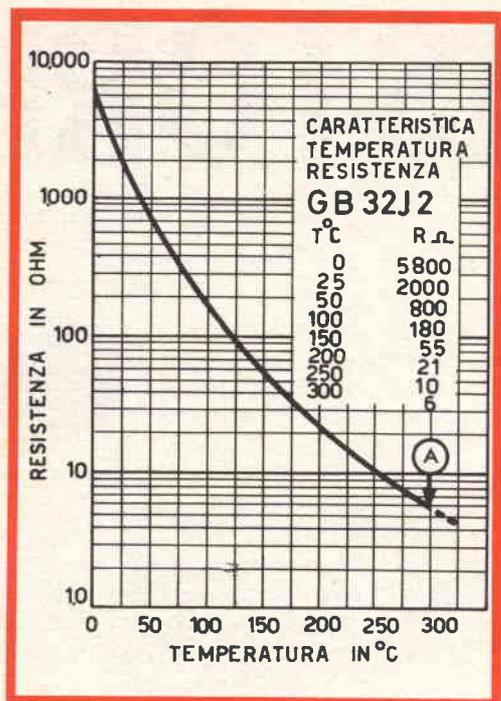



Fig. 1 - Rapporto tra la resistenza e la temperatura in un termistore.

Questa è appunto la caratteristica alla quale si ricorre per le applicazioni dei termistori nel campo delle misure di temperatura, e dei dispositivi di compensazione termica.

DATI FONDAMENTALI

La maggior parte dei termistori sono di dimensioni piuttosto piccole, la cui gamma si estende dai minutissimi esemplari a goccia, aventi un diametro di pochi decimi di millimetro, ai tipi a ranella, aventi un diametro che può raggiungere i 25 millimetri, ed uno spessore fino ad un massimo di 12 millimetri.

Se si applica ad un termistore una debole tensione, si ha attraverso di esso il passaggio di una corrente la cui intensità non è sufficiente a provocare un riscaldamento che possa essere apprezzato all'esterno. In tali circostanze, il termistore si comporta esattamente come una resistenza, e segue pertanto il principio della legge di Ohm, per cui la corrente che scorre risulta proporzionale alla tensione applicata.

Se invece la tensione viene aumentata gradatamente, la corrente aumenta anch'essa di intensità, fino a provocare un aumento della temperatura interna del termistore.

A causa dell'aumento di temperatura, la resistenza diminuisce, il che provoca un ulteriore aumento di intensità della corrente che scorre.

La curva che esprime graficamente questa caratteristica viene definita con la sigla E-I (Tensione-Corrente), e viene normalmente tracciata in funzione del logaritmo della tensione rispetto al logaritmo della corrente, così come si osserva alla **figura 2.**

Il vantaggio di questo tipo di curva risiede nel fatto che la potenza dissipata nel termistore, ed il valore della sua resistenza, possono essere letti sulle scale logaritmiche diagonali. La figura 2 illustra il fatto che la caduta di tensione presente ai capi di un termistore aumenta progressivamente con l'aumentare della corrente, fino a raggiungere un valore di picco nel punto « B », oltre il quale la caduta di tensione comincia a diminuire con l'aumentare della corrente.

In questo tratto della curva, il termistore presenta appunto una caratteristica di resistenza negativa.

Considerazioni sulla potenza

Di conseguenza, con qualsiasi condizione ambientale stabile, la resistenza di un termistore è una funzione della quantità di potenza che viene dissipata all'interno del termitsore stesso, purché questa potenza sia sufficientemente elevata per aumentare notevolmente la temperatura al di sopra di quella ambientale.

In normali condizioni di funzionamento, la temperatura può aumentare fino a raggiungere valori dell'ordine di 200° C

Fig. 2 - La maggior parte delle applicazioni industriali dei transistori sono riferite al tratto di curva oltre il punto « B », nel quale si ha un coefficiente negativo di temperatura: A) massima corrente per auto-riscaldamento trascurabile; B) tensione di picco; C) massima corrente continua di sicurezza (le temperature illustrate sono riferite al termistore)

o 300° C, il che può provocare diminuzioni del valore resistivo fino ad un millesimo di quello che sussiste quando il termistore viene percorso da una corrente di debole intensità.

Questa caratteristica viene sfruttata nei dispositivi con i quali si provvede a regolare una tensione, a misurare la potenza di micro-onde, ad analizzare i gas, a controllare automaticamente livelli di volume e di potenza, ecc.

Se si applica una tensione ad un termistore e ad una resistenza in serie tra loro, si ha il passaggio di una corrente la cui intensità dipende dal valore della tensione applicata e da quello della resistenza totale del circuito.

Se la tensione è sufficientemente elevata, internamente al termistore — come ben sappiamo — si produce un aumento di temperatura, il quale — a sua volta — provoca una diminuzione della resistenza, in seguito alla quale si ottiene un aumento di intensità della corrente. Tale aumento — di conseguenza — provoca un ulteriore aumento della temperatura, il che riduce ancora la sua resistenza.

Questa sequenza continua finché il termistore raggiunge la massima temperatura possibile, in rapporto alla potenza disponibile nel circuito: in tale istante, si raggiunge uno stato di equilibrio, nel quale il funzionamento e le grandezze in gioco diventano stabili.

La curva E-I descritta rappresenta soltanto le suddette condizioni di stabilità.

La **figura 3** illustra la caratteristica « Corrente-Tempo » o « dinamica » di un termistore in un circuito fisso, nel quale si fa variare la tensione. La **figura 4** illustra la medesima caratteristica, nella quale tuttavia la tensione è di valore costante, mentre è resa variabile la resistenza collegata in serie al termistore. Questa è la funzione del termistore normalmente sfruttata nelle applicazioni cosiddette a ritardo, e di soppressione delle sovracorrenti.

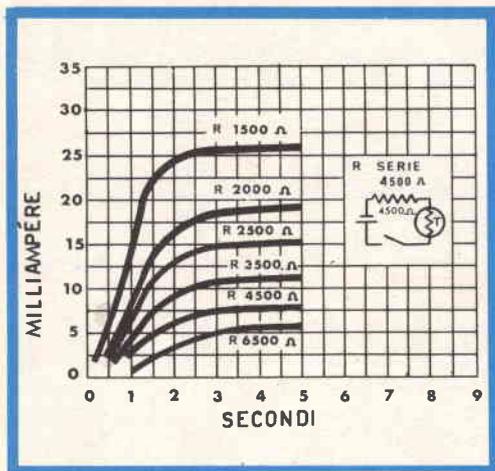



Fig. 3 - Quando la tensione varia ed i componenti del circuito sono fissi, si ottiene la caratteristica dinamica del termistore.

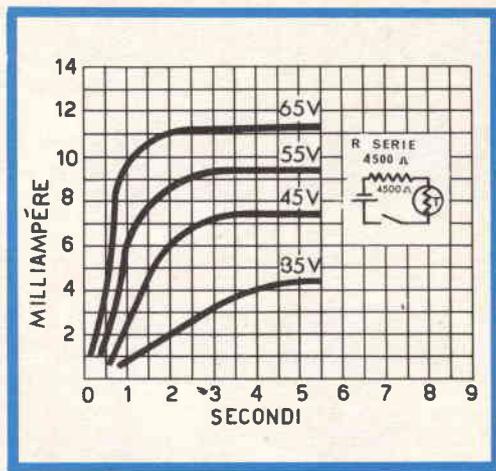



Fig. 4 - In questo caso, la tensione è fissa e si fa variare la resistenza, costituita appunto da un potenziometro in serie al termistore.

PROBLEMI SPECIFICI

Dopo la nostra breve discussione sui dati normalmente pubblicati dai fabbricanti, possiamo accingerci alla soluzione di alcuni problemi specifici.

Sarebbe assai utile se il lettore avesse la possibilità di scrivere una serie di equazioni matematiche esatte, in base a determinati dati che stabiliscono alcune condizioni di funzionamento, per risolverle poi allo scopo di stabilire i risultati. Per maggiore semplicità — tuttavia — non è il caso di ricorrere a tale metodo.

In linea di massima, un termistore sembra essere un dispositivo semplice: tuttavia, l'espressione matematica di tutte le sue caratteristiche in funzione della sua struttura meccanica è assai complessa, ed implica un numero elevato di parametri indipendenti.

Se il lettore ha tentato qualche volta di risolvere un problema inerente all'impiego di un termistore col metodo sperimentale, non se ne dolga. Questo infatti è tuttora il metodo più semplice e più rapido per ottenere una risposta, ossia un risultato, che sia soddisfacente.

Compensatore termico

Proviamo a progettare un compensatore termico adatto a compensare il funzionamento della bobina di un relé avvolta in conduttore di rame, da 5.000 ohm, alla temperatura di 25° C, e tale da determinare il funzionamento col passaggio di una corrente di 1 milliampère. Supponiamo inoltre che il relé in oggetto debba funzionare in un circuito di regolazione di tensione, nel quale esso debba entrare in funzione con una tensione costante, entro una gamma di temperature compresa tra 0 e 60 °C.

Per una bobina avvolta con conduttore di rame, $R_t = R_o (1 + 0{,}0039\ t)$. Il valore di R_t con una temperatura di 25 °C equivale a 5.000 ohm, per cui R_o, alla temperatura di 0 °C, è pari a 4.555 ohm. Ogni 10 °C di variazione, la resistenza aumenta di circa 178 ohm. Il rapporto che intercorre tra il valore resistivo presentato dalla bobina e la temperatura è illustrato nella colonna « a » della tabella che qui riportiamo.

Dal momento che il relé entra in funzione con una corrente di - milli-ampère, esso necessita di una tensione di 4,56 volt con una temperatura di 0 °C, e di una

Temperatura	(a) Resistenza della Bobina R_c	(b) Rapporto del termistore p	(c) Prima prova: $R_t = 2.400\ \Omega$ a 25°C Resistenza del termistore — senza « Shunt » R_t	(d) con « Shunt » da 2.000 Ω R_{st}	(e) $R_c + R_{st}$	(f) Seconda prova: $R_t = 3.100\ \Omega$ 25°C. Resistenza del termistore — senza « Shunt » R'_t	(g) con « Shunt » da 2.040 Ω R'_{st}	(h) $R_c + R'_{st}$
Q °C	4555 Ω	2.90	6950 Ω	1555 Ω	6110 Ω	8980 Ω	1662 Ω	6217 Ω
10	4733	1.85	4440	1380	6113	5730	1506	6239
20	4911	1.22	2930	1190	6101	3780	1325	6236
25	5000	1.00	2400	1090	6090	3100	1231	6231
30	5089	.827	1985	998	6087	2565	1136	6225
40	5267	.566	1360	810	6077	1755	943	6210
50	5445	.396	950	644	6089	1230	767	6212
60	5623	.286	687	511	6134	886	618	6240

tensione di 5,62 volt con una temperatura di 60° C.

Sappiamo a priori che il termistore deve essere munito di una resistenza in parallelo, il cui valore deve essere considerevolmente inferiore a quello della resistenza interna della bobina.

Scegliamo un valore compreso tra 1.000 e 4.000 ohm, e supponiamo inoltre di avere a disposizione uno spazio limitato, e che sia opportuno inserire il termistore direttamente all'interno della bobina del relé.

Un piccolo esemplare a goccia, avente una lunghezza dell'ordine di 6 millimetri, potrebbe essere conveniente. Cercando in un catalogo, possiamo constatare che tali elementi a goccia o a sonda sono reperibili in questa gamma di resistenze, e che la loro curva « R-T » è quella illustrata alla figura 1. I rapporti del termistore sono stati aggiunti nella tabella, alla colonna « b ».

Se sottraiamo l'ultimo rapporto dal rapporto corrispondente alla temperatura di 50 °C, otteniamo il valore di 0,110, il che rappresenta l' ammontare della variazione di resistenza che un termistore da 1 ohm darebbe per una variazione di temperatura compresa tra 50 e 60 °C.

Ciò che ci necessita è una variazione di resistenza di 178 ohm, per cui, dividendo 178 per 0,11, troviamo che ciò che ci occorre è un termistore che presenti una resistenza di 1.600 ohm alla temperatura di 25 °C.

Noi eseguiremo questo calcolo per la temperatura più elevata corrispondente alla estremità a destra del grafico, in quanto — in tale regione — il termistore presenta la minima sensibilità.

Oltre a ciò, desideriamo essere sicuri che il termistore sia adatto a fornire la variazione di resistenza necessaria.

Quando il termistore è munito di una resistenza in parallelo, in corrispondenza di una bassa temperatura questa resistenza esercita un'azione di controllo sulla resistenza totale; in corrispondenza di temperature elevate, è invece il termistore che controlla la resistenza totale.

Primo tentativo

Se adottiamo un termistore da 1.600 ohm, possiamo moltiplicare il rapporto a 50 °C ed a 60 °C per 1.600, e trovare così i valori resistivi del termistore, che saranno rispettivamente di 633 e di 457 ohm. La differenza è molto prossima al valore richiesto di 178 ohm.

TRASFERITORE TELEFONICO 965.03.102

INSTALLAZIONE ED USO

Costituzione dell'impianto

L'impianto consiste in un principale tipo Bivox 21 965.01.136 con alimentazione a pile e in un trasferitore 965.04.114 con funzione di derivato ad ascolto permanente nei confronti del Bivox.

Allacciamento

Per il collegamento fra gli apparati è necessario un cavo di tipo telefonico a 3 coppie (6 conduttori diametro 0,6 mm).

L'allacciamento, estremamente semplice, si limita a collegare i numeri di targhetta del Bivox con i corrispondenti sul trasferitore, cioè il n. 1 del Bivox con il n. 1 del trasferitore, il n. 2 con il n. 2 e così via per tutti e 6 i conduttori.

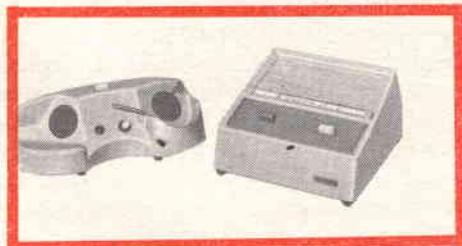
Ubicazione degli apparati

Il trasferitore 965.04.114 dovrà essere posto in prossimità di un apparecchio telefonico.

Il principale Bivox 965.01.136 sarà posto nell'ambiente prescelto che, per il buon funzionamento, dovrà essere in posizione tale che la lunghezza del collegamento fra i due apparati non superi 400 mt.

Istruzioni per l'uso

1. Operando dal principale Bivox:
   a) inserire a fondo il tasto bianco
   b) manovrare la conversazione col tasto verde premendolo per parlare e rilasciandolo per ascoltare
   c) a conversazione finita premere di nuovo a fondo il tasto bianco per disinserirlo.

2. Operando dal trasferitore:
   a) nessuna manovra è necessaria se si viene chiamati

   b) per effettuare la chiamata, premere il pulsante bianco rotondo (vicino alla lampada rossa) chiamando contemporaneamente a voce la persona desiderata
   c) nessun'altra manovra è necessaria per continuare la conversazione.

3. Per smistare la conversazione telefonica al principale si dovrà:
   a) chiamare il principale
   b) posare il microtelefono sul trasferitore in modo che l'auricolare risulti alla destra di chi guarda l'apparato.
   L'aderenza del microtelefono al trasferitore verrà assicurata ruotando l'apposita levetta che bloccherà il microtelefono stesso
   c) premere (fino ad agganciarlo) il tasto avorio
   d) la fine della conversazione telefonica viene evidenziata dall'accendersi della lampada verde, col che si disinserirà il tasto rettangolare precedentemente agganciato, così da riportare l'apparato nelle condizioni di interfonico normale.

Dal principale, sia che l'apparato venga usato come trasferitore telefonico sia come interfonico normale, le manovre sono identiche.

Il termistore sprovvisto di resistenza in parallelo potrebbe esercitare un notevole effetto di compensazione tra le temperature di 50 e 60 °C, ma — naturalmente — si otterebbe così un effetto di compensazione eccessivo nel funzionamento con temperature più basse.

Non appena aggiungiamo la resistenza in parallelo (« shunt »), riduciamo il valore del termistore del 50% circa, per rimediare alla suddetta perdita. Di conseguenza, proviamo un termistore avente una resistenza di 1.600 × 1,5, ossia 2.400 ohm alla temperatura di 25 °C. I valori resistivi del termistore, vedi tabella, colonna « c », vengono ottenuti moltiplicando il numero 2.400 per i rapporti del termistore.

Per il momento, colleghiamo in parallelo al termistore, con una temperatura di 60 °C, una resistenza di compensazione il cui valore sia di 500 ohm circa, che, aggiunto al valore di 5.623, dà un valore totale pari a circa 6.100 ohm. Questo è all'incirca il valore che dovremmo avere anche alla temperatura di 0 °C. Di conseguenza, dobbiamo mettere in parallelo al termistore da 6.950 ohm una resistenza tale da ottenere un valore di 6.100 — 4.555, ossia 1.545 ohm. La resistenza in parallelo sarà

$$\frac{R_t\ R_{st}}{R_t - R_{st}} \quad \text{ossia} \quad \frac{6.950 \times 1.545}{6.950 - 1.545}$$

il che equivale a 2.000 ohm; nella formula, R_t è la resistenza del termistore, S è la resistenza in parallelo, ed R_{st} è il valore della resistenza del termistore munito di resistenza in parallelo.

A questo punto, possiamo aggiungere altre due colonne alla nostra tabella, relativa alla resistenza di compensazione, (colonna « d »), che rappresenta il valore del termistore, avente in parallelo una resistenza da 2.000 ohm, ossia

$$\frac{S\ R_t}{S + R_t},$$

ed alla resistenza totale del circuito, (vedi colonna « e »), che rappresenta la resistenza della bobina di rame, più la resistenza di compensazione.

Senza compensazione, la resistenza della bobina ha un valore compreso tra ± 0,5 % del valore nominale. Nel primo tentativo, abbiamo ridotto la variazione al valore di 6.106 ± 28, ossia ± 0,46%; vedi **figura 5.**

Fig. 5 - La compensazione porta le variazioni di resistenza della bobina entro il valore di ± 0,24% in due sole prove. Le variazioni senza compensazione sono dell'ordine di ± 10,%.

Secondo tentativo

Per fare una seconda prova, noi constatiamo di aver bisogno di una maggiore resistenza negativa tra 50 e 60 °C, per ridurre la variazione in senso positivo in questa gamma di temperature.

Vediamo cosa accade adottando un termistore che sia del 30% maggiore.

Invece di usare un elemento da 2.400 ohm, proviamo un elemento da 3.100 ohm. Aggiungiamo la colonna « f » alla tabella, moltiplicando il valore di 3.100 per i rapporti del termistore. Per ottenere la migliore compensazione, il picco corrispondente a 10 °C deve essere eguale al picco corrispondente alla temperatura di 60 °C.

Se usiamo una resistenza da 2.000 ohm in parallelo al nostro termistore da

886 ohm alla temperatura di 60 °C, otteniamo una resistenza totale del circuito pari a 613 + 5.623, ossia 6.236 ohm.

Per ottenere il medesimo valore con la temperatura di 10 °C, in corrispondenza della quale si ha il picco alla figura 5, occorre fare in modo che il termistore da 5.730 ohm e la resistenza in parallelo diano un valore complessivo pari a 6.236 — — 4.733, ossia 1.503 ohm. Di conseguenza, lo « shunt » deve avere una resistenza di 2.040 ohm.

A questo punto, è possibile aggiungere alla tabella le colonne « g » ed « h ». Se tracciamo questa curva nella figura 5, osserviamo che la resistenza dell'intero circuito ammonta a 6.225 + 15 ohm, vale a dire che si ha una variazione di ± 0,24%. Questa è all'incirca la migliore compensazione che è possibile ottenere senza usare un dispositivo di compensazione doppio o triplo.

Ciò comporta una stabilità di funzionamento quaranta volte migliore di quella del relé non stabilizzato.

La potenza nel termistore

Si ottiene la massima potenza quando la resistenza del termistore e quella connessa ad esso in parallelo presentano il medesimo valore, alla temperatura approssimativa di 35 °C. Una corrente di intensità massima di 0,5 milliampère scorre, il che determina una dissipazione di circa 0,5 milliwatt in un valore resistivo di 2.040 ohm. Una piccola sonda di vetro, incorporata nella bobina, presenta una dissipazione costante pari a circa 1 milliwatt per °C. Di conseguenza, la dissipazione di 0,5 milliwatt provoca un aumento della temperatura del termistore di circa 0,5 °C. Questo fenomeno provoca una diminuzione della sua resistenza dell'ordine dell'1,7% circa, ossia press'a poco di 35 ohm. In tal caso, invece di avere una resistenza in parallelo del valore di 2.040 ohm, ed un termistore del valore di 2.040 ohm, abbiamo una resistenza da 2.040 ohm, ed un termistore da 2.005 ohm, e ciò a causa dell'effetto di auto-riscaldamento. In tal modo si determina un compensatore da 1.012 ohm anziché da 1.020 ohm. Questo valore resistivo inferiore di 8 ohm aumenta l'errore risultante da ± 0,25% a ± ± 0,30%.

A questo punto, abbiamo finalmente il risultato definitivo. Un termistore a goccia, del tipo a sonda di vetro, avente un valore standard β pari a 3.495, inserito in una bobina, e collegato in parallelo ad una resistenza di valore di 2.040 ohm, compie la sua funzione in modo eccellente.

PROBLEMA DI REGOLAZIONE DI TENSIONE

Supponiamo che — per una macchina fotografica automatica — sia necessario disporre di una sorgente di luce costante, come riferimento per un regolare funzionamento automatico del diaframma. Supponiamo inoltre che la suddetta luce debba essere prodotta da una lampadina da 2,6 volt, accesa con una corrente di 32 milliampère, fornita da un apposito generatore. Supponiamo infine che la tensione fornita dal suddetto generatore possa variare da 24 a 32 volt, a seconda delle caratteristiche del carico applicato, e della velocità di rotazione.

In un circuito di regolazione della tensione, del tipo illustrato alla **figura 6,** V rappresenta la tensione di alimentazione, R il valore della resistenza di controllo collegata in serie, T il valore del termistore, ed S il valore di una resistenza collegata in serie a quest'ultimo.

Un dispositivo di controllo della tensione funzionante a termistore si comporta esattamente come un dispositivo di controllo con valvola a gas: infatti, la corrente che scorre nel circuito del termistore può variare notevolmente, mentre la tensione presente ai suoi capi resta sostanzialmente costante. La caduta di tensione presente ai capi della resistenza R provvede in continuità a bilanciare le variazioni della tensione prodotta dalla sorgente.

Osservando la figura 2, possiamo notare una curva tipica E-I di un termistore. Nella suddetta curva, si osserva un breve tratto lineare in corrispondenza del pic-

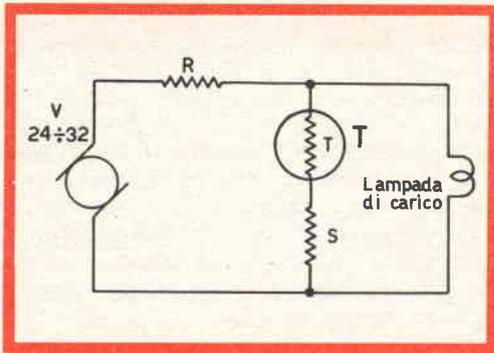



Fig. 6 - L'intensità della corrente che scorre nel circuito del termistore varia notevolmente, ma la tensione presente ai suoi capi rimane costante.

co « B ». Ciò può determinare un certo effetto di regolazione della tensione, ma non è tuttavia sufficiente a coprire un'ampia gamma di variazioni delle caratteristiche del carico o della tensione fornita dalla sorgente.

Se colleghiamo una resistenza del valore di 10 ohm in serie al termistore, e se tracciamo un'altra curva E-I comprendendo anche la resistenza aggiunta, otteniamo la curva D, illustrata alla **figura 7**. Se poi ripetiamo la cosa con una resistenza da 20 ohm, otteniamo la curva E. Una resistenza da 30 ohm – infine — determina la curva F. In tutte e tre le curve così ottenute, riscontriamo la presenza di un tratto rettilineo più esteso sulla curva, tra i punti X ed X'.

Scelta della curva

Ciò che ci occorre, è una curva che presenti un picco leggermente al di sopra della tensione di 2,6 volt che si desidera sia controllata. La curva in tratto nero della figura 7 (simile a quella di figura 2), dovrebbe essere pressochè adatta.

Cominciamo col predisporre un grafico nel quale risulti evidente l'andamento della corrente che scorre nel termistore, di 5 in 5 milliampère, e tra valori compresi tra 20 e 70 milliampère. Successivamente, possiamo leggere i valori delle tensioni presenti ai capi del termistore, ed individuati dalla curva.

In corrispondenza di un determinato punto, come ad esempio quello relativo alla corrente di 50 milliampère, quale valore deve essere attribuito alla resistenza S, affinché la tensione applicata al carico sia del valore esatto di 2,6 volt? La tensione presente ai capi del termistore ammonta a 1,72 volt, per cui è necessario che ai capi della resistenza S si pre-

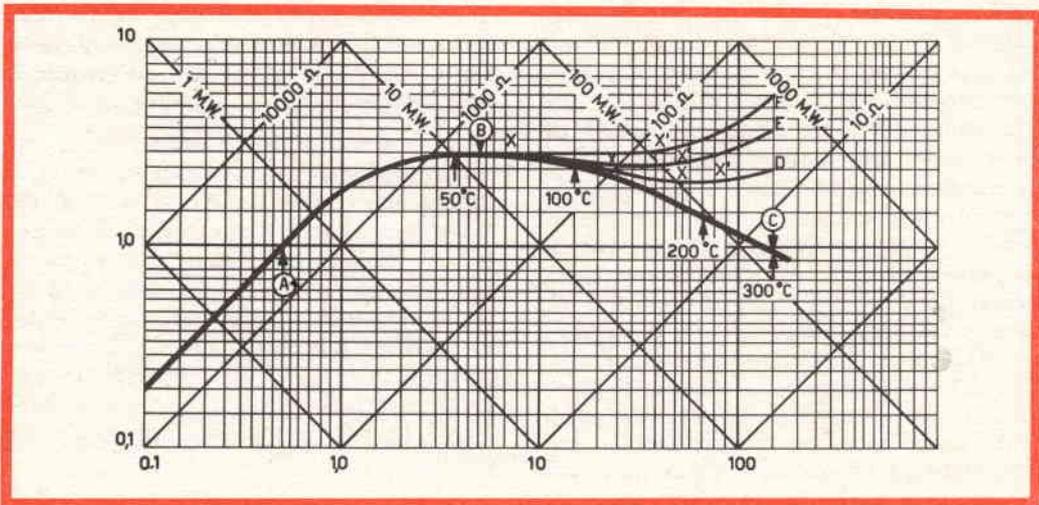



Fig. 7 - Le curve D, E ed F illustrano l'effetto derivante dalla aggiunta di una resistenza in serie al termistore, avente il compito di produrre la curva di figura 2.

senti una caduta di tensione pari a 2,60 — – 1,72, ossia di 0,88 volt. Di conseguenza, il valore della resistenza S deve essere pari a:

$$\frac{0,88}{0,050} \text{ ossia } 17,6 \text{ ohm}$$

Se ora moltiplichiamo il valore ottenuto di 17,6 per i diversi valori della corrente, possiamo trascrivere l'andamento della tensione che si sviluppa ai capi della resistenza S. Se poi sommiamo tra loro le tensioni presenti ai capi del termistore, e le tensioni corrispondenti, presenti ai capi della resistenza S, otteniamo i valori totali.

La parte più piatta della curva è compresa tra i valori di intensità della corrente di 30 e di 35 milliampère. Stabilito ciò, ci chiediamo quale valore dobbiamo attribuire alla resistenza R, per fare in modo che nel circuito del termistore scorra una corrente di 30 milliampère, quando la tensione fornita dalla sorgente ha il valore minimo (24 volt).

Dal momento che la corrente che scorre nel carico (ossia nella lampadina) deve essere di 32 milliampère — come abbiamo stabilito in partenza — e che la corrente che scorre nel termistore è di intensità pari a 30 milliampère, possiamo affermare che l'intensità totale della corrente che deve passare attraverso la resistenza R è di 62 milliampère.

Sappiamo inoltre che la tensione da applicare ai capi della lampadina deve essere di 2,6 volt: di conseguenza, ai capi della resistenza R dobbiamo avere una caduta di tensione pari a 24 — 2,6 = = 21,4 volt.

Il valore di R dovrà pertanto essere:

$$R = \frac{21,4}{0,062} = 345 \text{ ohm}$$

Vediamo ora di stabilire quale sarà l'intensità di corrente attraverso il termistore, corrispondente alla massima tensione di alimentazione. Dal momento che la tensione ai capi del carico deve essere di 2,6 volt, e che la tensione di alimentazione fornita dalla sorgente può raggiungere il valore massimo di 32 volt, ciò significa che la caduta di tensione ai capi di R deve essere pari a 32 — 2,6 = = 29,4 volt: di conseguenza, abbiamo che

$$I = \frac{29,4}{345} = 85 \text{ milliampère}$$

Da questo dato possiamo desumere che la corrente che scorre attraverso il termistore sarà pari a 85 — 32 = 53 milliampère.

Senza un controllo della tensione, la variazione al carico sarebbe pari a 28 ± 4, ossia a ± 14,3%. Con il controllo della tensione, la massima tensione applicata al carico, con una corrente nel circuito del termistore di intensità compresa tra 30 e 55 milliampère, risulta pari a 2,62 volt, mentre la minima risulta pari a 2,58 volt. Ciò corrisponde ad una variazione pari a 2,60 volt ± 0,02, ossia a ± 0,77%, il che significa che l'instabilità della tensione è diventata 19 volte meno rilevante.

Questo risultato potrebbe essere ulteriormente migliorato, ricorrendo ad un regolatore di tensione a due stadi, come si osserva alla **figura 8.** In questo caso, supponiamo che il termistore T venga utilizzato con un circuito avente le medesime caratteristiche di quello con cui è stato utilizzato il termistore nel caso precedente, e che il termistore T' abbia anch'esso il compito di esercitare un'azione di controllo, ai fini di mantenere nel punto X una tensione costante, pari a 4 volt, ± 2%.

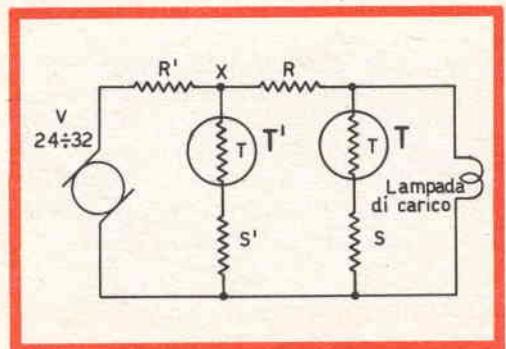



Fig. 8 - Questo regolatore di tensione a due stadi permette una regolazione assai accurata

Se la variazione di tensione applicata al circuito di T non è superiore al suddetto valore, la tensione di uscita può essere controllata in modo tale da risultare pari a 2,60 volt ± 0,005 volt, corrispondente a ± 0,2% circa.

Montaggio del termistore

Dal momento che la curva E-I rappresenta i dati relativi ad un piccolo termistore a goccia, sospeso in aria, è necessario che esso sia installato in un piccolo contenitore di vetro contenente aria, oppure in un tubetto di vetro, per facilitarne il montaggio. Il nostro termistore funziona con una corrente di circa 50 milliampère, e con una tensione di 1,7 volt, ossia con una resistenza di 34 Ω. La resistenza di questo elemento alla temperatura di 25°C., ammonta a 2.100 Ω, per cui il rapporto tra 34 e 2.100 è pari a 0,016.

Osservando ciò sul grafico R-T, si nota che la temperatura di funzionamento di un termistore a goccia deve essere all'incirca di 180 °C.

A causa di questo elevato valore della temperatura di funzionamento, le eventuali piccole variazioni della temperatura ambiente esercitano una minima influenza sul dispositivo di controllo che esso costituisce. Tuttavia, le variazioni di notevole entità della temperatura ambiente esercitano un'influenza apprezzabile, per cui è un saggio provvedimento installare il termistore in un piccolo recipiente di cristallo. Il termistore può essere fornito a tale scopo di un tubetto di vetro.

I problemi relativi alla soppressione delle sovra-correnti, ed ai dispositivi a ritardo, sono i più difficili da risolvere, in quanto la letteratura tecnica disponibile su tale argomento è assai scarsa. In genere, si ricorre alla tecnica sperimentale, che consiste nel provare un certo numero di termistori, finchè si riesce a trovare quello che risponde alle esigenze del caso.

Supponiamo tuttavia di avere dei dati come quelli illustrati alle figg. 3 e 4. Supponiamo di avere un relé caraterizzato da una resistenza di 3.000 Ω, e funzionante con una corrente di 5 milliampère. Supponiamo infine che esso debba essere impiegato in un circuito alimentato da una tensione di 60 volt, e che si desideri farlo funzionare con un ritardo di 1 secondo circa.

Ci chiediamo se è possibile ottenere questo risultato col termistore di cui alle figure 3 e 4.

Osservando la fig. 3, possiamo notare che con una sorgente di tensione che fornisce 60 volt, e con una resistenza ohmica di 4.000 Ω nel circuito, si raggiunge un'intensità di corrente pari a 5 milliampère nel tempo di 0,75 secondi: di conseguenza dobbiamo aumentare questo periodo di tempo del 33% circa, per arrivare ad un secondo.

Ovviamente, per aumentare il tempo di ritardo, dobbiamo aumentare il valore della resistenza in serie.

Possiamo partire dal presupposto che un aumento del 33% del tempo di ritardo con una tensione di 60 volt presente nel circuito, determinerà un aumento del ritardo del 33% anche con una tensione di 45 volt. Di conseguenza, osserviamo la fig. 4 per determinare quale variazione di resistenza può provocare una simile variazione di tempo.

Con una tensione di 45 volt applicata al circuito, e con 4.500 Ω in serie, vediamo che la corrente di 5 milliampère viene raggiunta in 1,5 secondi circa. Un aumento del 33% del tempo, porterebbe tale periodo alla durata di 2 secondi. Nella fig. 4 osserviamo anche che, per raggiungere la corrente di 5 milliampère in 2 secondi, ci occorre una resistenza il cui valore sia a metà strada tra 4.500 Ω e 6.500 Ω, ossia pari a 5.500 Ω.

Di conseguenza, predisponendo una resistenza in serie al termistore di 5.500 Ω, e con una tensione di 60 volt, occorrerà 1 secondo per raggiungere l'intensità di corrente di 1 milliampère.

Dal momento che il relé presenta una resistenza intrinseca di 3.000 Ω, occorrerà collegare in serie ad esso una resistenza da 2.500 Ω per avere nel funzionamento del relé stesso il ritardo desiderato.

L. BIANCOLI

PICCOLO PREAMPLIFICATORE STEREOFONICO A TRANSISTORI

Il preamplificatore descritto nel presente articolo viene proposto a tutti coloro che, volendo passare dalla riproduzione discografica ottenuta con normale pick-up piezoelettrico a quella assai più fedele di un pick-up magnetico, notevolmente meno sensibile, vogliano non solo recuperare il guadagno, ma raggiungere nel contempo un effetto di compensazione della curva caratteristica di registrazione.

L'apparecchio presenta importanti requisiti di merito per la facilità con cui può essere costruito ed installato, per il suo limitatissimo ingombro ed il basso costo, essendo basato sull'uso di soli transistori, nonché per la scrupolosa diligenza con cui è stato definito in via sperimentale in tutti i suoi particolari circuitali.

Lo schema

Due soli transistori vengono usati su ciascuno dei due canali di preamplificazione (fig. 1). Ogni canale è sottoposto a due effetti di controreazione, di cui uno aperiodico, destinato ad assicurare la stabilità dei circuiti rispetto alla corrente continua di alimentazione, mentre l'altro agisce in modo selettivo per la corrente modulata (CR2), con azione contemporanea sulla sensibilità e sull'andamento della curva di risposta.

I transistori impiegati sono del tipo 2N508, ad alto guadagno e a bassa ru-

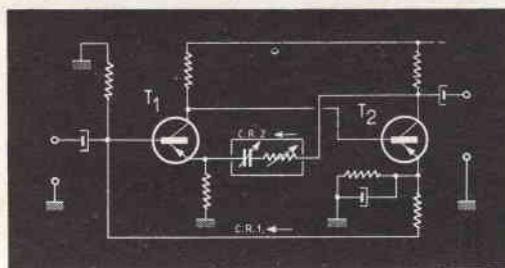



Fig. 1 - Schema di principio del preamplificatore correttore.

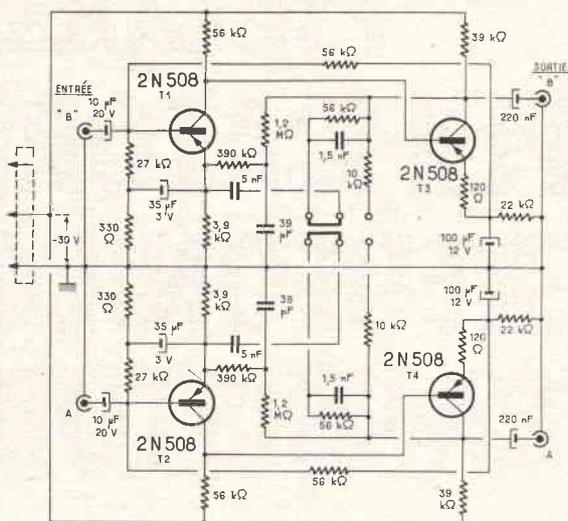



Fig. 2 - Schema elettrico generale.

morosità, collegati ad accoppiamento diretto (il collettore di T1 è connesso direttamente alla base di T2). Le prestazioni dei due canali di preamplificazione sono dovute in gran parte al tipo dei transistori, prestazioni non inferiori, sotto ogni aspetto, a quelle di preamplificatori più complessi e di maggior costo.

Lo schema elettrico generale dell'apparecchio è rappresentato in fig. 2. Si hanno in totale quattro transistori, tutti dello stesso tipo, costituenti la parte attiva del preamplificatore, il cui unico organo di regolazione è un commutatore a scorrimento per tre posizioni, avente la funzione di consentire la scelta fra tre differenti curve di correzione, a seconda che all'ingresso venga immesso il segnale di un pick-up magnetico (R.I.A.A.), un microfono (Micr.) o la testina di un magnetofono (N.A.B.).

Fig. 3 - Le linee punteggiate indicano quali elementi aggiungere per una eventuale riduzione della sensibilità.

Le due entrate constano di due innesti coassiali in miniatura (uno per ogni via), disposti entrambi su di una delle scatolette metalliche. Ogni entrata è connessa rispettivamente alla base di T1 e di T2, tramite un condensatore da 10 μF. Il carico di base è costituito da una resistenza di 56 kΩ, in serie sul collettore

I due transistori dei primi stadi di ciascun canale ricevono la controreazione delle resistenze di 3,9 kΩ, inserite nei circuiti dei rispettivi emettitori: si tratta della controreazione selettiva (C.R.2), di cui il commutatore citato più sopra varia gli elementi di circuito R C e di conseguenza, gli effetti sulla risposta.

Si osservi che fra i transistori T1 - T3 e T2 - T4 l'accoppiamento è diretto; i segnali amplificati sono prelevati dalle resistenze di carico dei collettori di T3 e T4 e fanno capo ai morsetti d'uscita tramite due condensatori da 220 nF.

UR/50 MOBILE UZ/28 UR/50

UB/31

UL/40

N. ORIG.	N. GBC	PREZZO NETTO
UR/50	Z/711 SM/411	L. 29.800 L. 27.800
UZ/28	Z/712	L. 19.900
UB/31	Z/709 SM/409	L. 37.500 L. 31.500
UL/40	Z/710 SM/410	L. 30.500 L. 26.000

perchè HI-FI a transistori?

E opinione ormai diffusa tra i tecnici dell'Alta Fedeltà che le valvole e trasformatori d'uscita siano tra le maggiori fonti di distorsione del suono.
Gli apparecchi a transistori o a "stato solido,, come dicono gli americani, danno una risposta di frequenza migliore, più limpida e trasparente perchè gli altoparlanti vengono collegati direttamente ai transistori finali senza alcun trasformatore.
I transistori non hanno inerzia nei passaggi improvvisi di volume, sono più docili e più fedeli. E non scaldano. Essi lavorano infatti a temperatura ambiente e a basse tensioni.
Ecco perchè gli apparecchi a transistori non hanno bisogno di alcuna manutenzione. Inoltre sono molto più piccoli e compatti degli apparecchi a valvole di pari potenza, consentendo quindi una maggiore facilità di ambientamento.
Queste sono le ragioni del successo della linea High-Kit.

THE BEST IN TRANSISTOR SOUND

DISTRIBUTED BY G.B.C. italiana

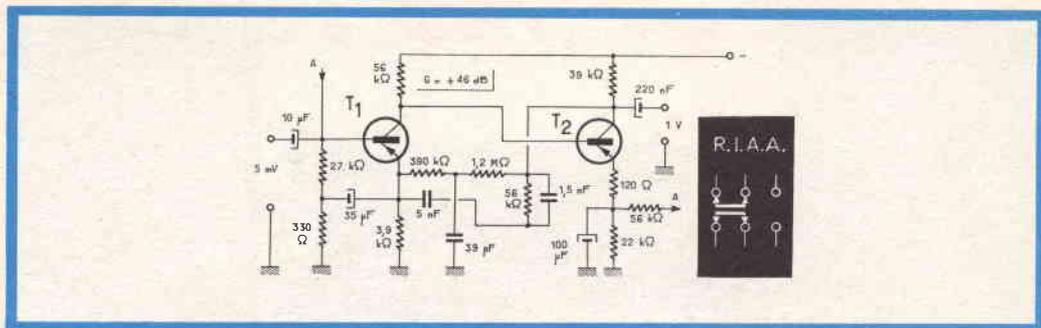



Fig. 4 - Particolare dei circuiti con i quali si è raggiunta la compensazione della caratteristica di registrazione, in conformità con lo standard R.I.A.A.

La controreazione selettiva, il cui segnale è derivato dai collettori di T3 - T4, permette di attenuare più o meno le frequenze, sia verso le note basse che verso le alte o di scegliere perciò una curva di risposta adatta ai risultati desiderati. Allo scopo di assicurare la stabilità dei circuiti, una forte controreazione di corrente è applicata ai transistori T3 e T4, a mezzo di due resistenze (rispettivamente di 120 Ω e di 22 kΩ) inserite nei circuiti degli emettitori; la prima, da 120 Ω, non disaccoppiata, esercita una controreazione aperiodica sullo stadio migliorandone la risposta, la seconda, di 22 kΩ, shuntata verso massa da un condensatore elettrolitico di 100 μF, agisce soltanto sulla corrente continua di alimentazione.

Dato che i segnali in entrata sul preamplificatore fanno tutti capo agli stessi morsetti, può accadere che per segnali di corrente modulata superiori, venga superato il massimo livello d'ampiezza ammissibile. Per evitare ciò, che causerebbe effetti di saturazione, si consiglia di inserire un attenuatore fra la sorgente del segnale e il preamplificatore, secondo quanto viene indicato in fig. 3. Le quattro resistenze dell'attenuatore possono trovare posto nell'interno dei telaietti, data la disponibilità di spazio.

Le commutazioni e l'alimentazione

Come si è accennato, con un solo commutatore a scorrimento è possibile scegliere una delle tre differenti curve di risposta, modificando col suo spostamento gli elementi R C della controreazione. Le successive variazioni dello schema sono

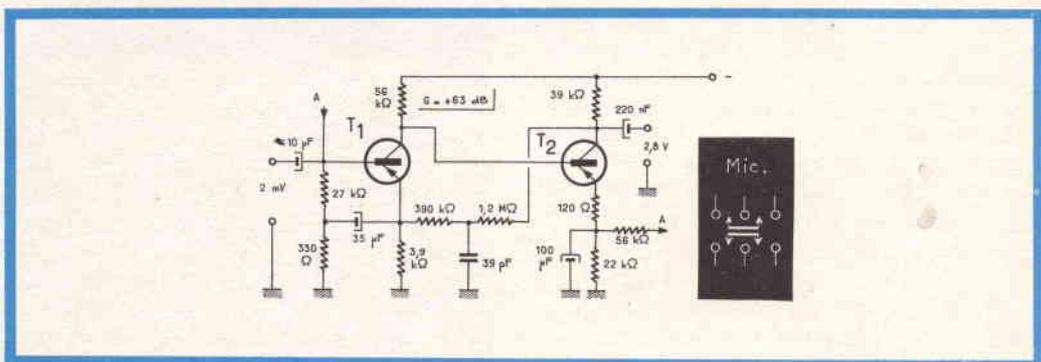



Fig. 5 - In posizione « Micr. » la risposta del preamplificatore è lineare da 20 Hz a 20 kHz a meno di 2,5 dB.

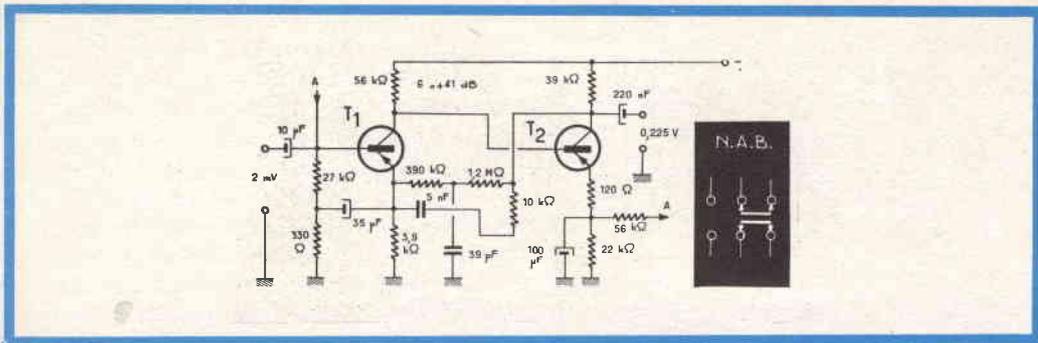



Fig. 6 - I circuiti di correzione per ottenere lo standard N.A.B. A destra è rappresentata la posizione assunta dal commutatore.

riprodotte dettagliatamente nelle figg. 4, 5 e 6.

La prima (fig. 4), riguarda l'impiego del preamplificatore con un pick-up magnetico: la curva di risposta che se ne ottiene è in tal caso conforme alle norme R.I.A.A., mentre la posizione relativa del commutatore è indicata a destra della figura.

La seconda posizione (fig. 5), corrisponde all'impiego dell'apparecchio con un microfono: la risposta è qui lineare su tutta la gamma delle frequenze acustiche, con una amplificazione maggiore di quella che si aveva nel caso precedente. Si osserverà che i vari elementi R C, che nella precedente commutazione rendevano la curva caratteristica conforme ai requisiti R.I.A.A. (condensatori da 1,5 e da 5 nF e resistenza da 56 kΩ) sono qui esclusi e restano in circuito soltanto le due resistenze da 300 kΩ e da 1,2 MΩ, collegate in serie fra l'emettitore di T1 e il collettore di T2, oltre al condensatore da 39 pF, collegato fra la massa e il punto di giunzione delle due resistenze. Anche la seconda posizione del commutatore è indicata a destra della fig. 5.

Infine, la terza posizione, fig. 6, è stata prevista per il diretto collegamento del preamplificatore alla testina magnetica di un magnetofono, per una resa acustica conforme allo standard N.A.B., posizione che si ottiene spostando tutto a destra il cursore del commutatore. Le due resistenze da 390 kΩ e da 1 MΩ vengono a trovarsi shuntate da un condensatore da 5 nF, che ha in serie una resistenza da 10 kΩ, mentre restano immutate tutte le altre parti dello schema.

Per quanto riguarda l'alimentazione, possono essere scelte due soluzioni a seconda che questa debba essere prelevata dalla rete o da una batteria di pile. L'alimentazione con batteria di pile non deve preoccupare, dato che il consumo dell'apparecchio è inferiore a 3 mA. Tuttavia, nelle figg. 7a e 7b sono indicate due versioni per prelevare l'alimentazione della rete a corrente alternata, in dipendenza della tensione disponibile. In tal caso, la scatola contenete il trasformatore, il diodo e i filtri può avere le stesse dimensioni delle scatole dei preamplificatori (45 x 65 x 105 mm) e può essere applicata ad una di quest'ultime a mezzo di un innesto a tre spinotti.

Caratteristiche principali e risultati pratici

Come è stato premesso, le prestazioni di questo piccolo preamplificatore sono tali da soddisfare ogni esigenza pratica. Il guadagno, in posizione R.I.A.A. è di 46 dB; ciò significa che con un segnale d'ingresso di 5 mV si ha una tensione d'uscita di 1 V, uscita più che sufficiente per modulare a fondo qualunque amplificatore di potenza, anche usando pick-up di bassa sensibilità.

In posizione microfono, il guadagno raggiunge 62 dB (2,8 V d'uscita per 2 mV di entrata), mentre la curva di risposta è lineare da 20 Hz a 20 kHz a meno di 2,5 dB. Nella posizione N.A.B. il guada-

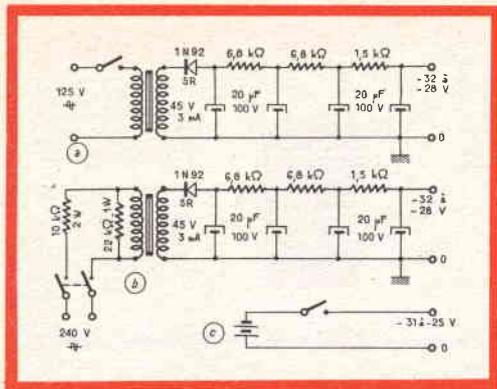



Fig. 7 - Due diversi alimentatori, con prelievo della corrente dalla rete, per tensioni di 125 e di 240 V.

gno discende a 41 dB (225 mV d'uscita per 2 mV d'entrata). Tuttavia la curva di risposta non ha scarti superiori a 0,5 dB dalla curva standard ideale.

Le impedenze d'entrata sono: di 50 kΩ (ad 1 kHz) nelle posizioni R.I.A.A. e N.A.B.; di 20 kΩ (sempre ad 1 kHz) sulla posizione Micr. L'impedenza d'uscita è molto bassa (circa 1 kΩ a 10.000 Hz), ciò che consente, in caso di necessità, di prolungare la linea di collegamento fino a 10-15 metri, senza attenuazione delle frequenze alte per le capacità parassite. Inoltre, l'uscita del preamplificatore può essere direttamente collegata con l'entrata « Pick-up » di un qualsiasi amplificatore di bassa frequenza, senza alcun dispositivo intermediario. È altresì possibile collegare l'uscita del preamplificatore con una cuffia elettrodinamica ad alta fedeltà, purché la sua impedenza non sia inferiore a 4 kΩ.

La diafonia fra i due canali è praticamente inavvertibile: è in effetti migliore di —50 dB a 1000 Hz, benché nessuna precauzione sia stata presa nel cablaggio e nella disposizione dei componenti. Lo squilibrio fra i segnali amplificati dei due canali è bassissimo e non supera 2 dB nelle condizioni più sfavorevoli.

La distorsione, misurata su di un segnale d'uscita di 1 V è risultata di 0,6%, mentre il rapporto segnale/rumore sta fra i migliori attualmente raggiungibili, essendo risultato di 76 dB.

Per quanto concerne i risultati pratici, è da notare in primo luogo che il limitato ingombro dei telaietti consente il loro collocamento in qualunque punto ed anche sotto la piastra di un complesso fonografico, limitando così i collegamenti d'entrata, mentre l'amplificatore di potenza può trovarsi ad una certa distanza, purché sia collegato con adatti cavi schermati.

Nonostante l'altissimo rapporto fra segnale e rumore di fondo, la riserva di guadagno è notevole ed esente da soffi e da effetti microfonici. Infine, è da tener presente il fatto che il preamplificatore funziona senza alterazioni di resa entro una gamma di temperature comprese fra 0° e 60 °C.

(Da « Toute l'Electronique ») **I. Andreini**

La squadra dell'Università della Georgia ha recentemente vinto un campionato di rugby stabilendo la propria condotta di gioco sulla base delle previsioni, fornite da un calcolatore elettronico, delle probabili tattiche degli avversari.
Nella memoria di un calcolatore erano state immesse le dettagliate informazioni raccolte da alcuni esperti di rugby che avevano osservato molto attentamente il comportamento di gara delle squadre che il Georgia aveva in programma di incontrare.
L'allenatore del Georgia, ha dichiarato che il calcolatore ha fornito dei rapporti che gli hanno permesso di determinare quale gioco le squadre avversarie avrebbero probabilmente svolto in diverse circostanze e di far svolgere quindi gli allenamenti più opportuni.

a cura di P. Soati

RONZIO DEI RADIORICEVITORI
ricerca sistematica delle cause

Mentre nella terza puntata di queste note, abbiamo dato alcune informazioni tecnico-pratiche per quanto concerne la misura della tensione di ronzio, diamo adesso qualche consiglio circa il procedimento che è opportuno seguire per rintracciarne le cause.

1) RONZIO CONTINUO
ricerche preliminari

a) In primo luogo è necessario controllare se la causa del ronzio, come si verifica frequentemente, non sia dovuta alla ridotta efficienza, od addirittura al corto circuito, dei condensatori elettrolitici inseriti nel filtro di livellamento o comunque nel circuito di alimentazione anodica.

In tale evenienza non è consigliabile effettuare la sostituzione di un solo condensatore elettrolitico, anche se ciò fosse sufficiente a far scomparire il ronzio, ma è sempre utile la sostituzione anche degli altri elettrolitici esistenti nel filtro, dato che essendo anch'essi invecchiati mal sopporterebbero le nuove condizioni di funzionamento del circuito di alimentazione.

b) Controllare accuratamente le valvole allo scopo di accertarsi che il catodo di qualcuna di esse non sia andato in corto circuito con il filamento.

c) Controllare che la causa di ronzio non sia dovuta all'esaurimento della valvola raddrizzatrice. È un guasto questo molto frequente che, come per quello relativo ai condensatori elettrolitici, si manifesta dopo **un lungo periodo di funzionamento regolare dell'apparecchio.**

d) Accertarsi che i condensatori collocati fra il primario del trasformatore di alimentazione e la massa, non siano staccati od interrotti.

2) RONZIO PER DIFETTI DI COSTRUZIONE

Con il perfezionarsi della tecnica costruttiva è molto raro che un tale inconveniente possa manifestarsi in un apparecchio di nuova concezione, ma non è da

escludere che ciò si possa verificare in qualche apparecchio di costruzione artigianale realizzato in modo poco ortodosso.

CAUSE del RONZIO (queste note valgono altresì per quegli inconvenienti che si manifestano frequentemente negli amplificatori auto-montati).

a) L'avvolgimento primario nel trasformatore di alimentazione non è stato schermato in modo sufficiente, oppure lo schermo di protezione non fa un buon contatto con la massa, di modo chè si verifica una induzione della corrente alternata sui circuiti collocati nelle vicinanze del trasformatore stesso.

b) La capacità del secondario del trasformatore di alimentazione è troppo elevata rispetto alla massa **(ciò si verifica frequentemente qualora l'eventuale impedenza di livellamento sia posta dalla parte del negativo nel circuito dell'alta tensione).**

c) Le cause del ronzio sono da attribuire all'altoparlante (specialmente nel caso siano usati altoparlanti elettrodinamici).

Qualora si sia accertato che le cause del ronzio sono da attribuire ad uno dei casi suddetti si procederà nel modo seguente:

a) Nel primo caso evidentemente occorre provvedere ad un miglioramento della schermatura del trasformatore di alimentazione o al perfezionamento del contatto dello stesso con la massa e ad allontanare i circuiti che subiscono l'influenza del trasformatore stesso.

b) Nel secondo caso è generalmente sufficiente, aumentare la capacità del secondo elettrolitico per eliminare l'inconveniente. Qualche volta, sebbene ciò porti quasi sempre ad un peggioramento iniziale della situazione, può essere utile mettere in parallelo alla impedenza, od alla resistenza di livellamento, un condensatore la cui capacità dovrà essere scelta sperimentalmente.

Se il ronzio, dovuto a tale causa, permane, è consigliabile collocare l'impedenza dal lato positivo dell'alta tensione modificando il circuito in proposito (se necessario la polarizzazione di griglia, in tal caso, si otterrà a mezzo del circuito catodico).

c) Anche il ronzio dovuto all'altoparlante generalmente si riduce notevolmente aumentando la capacità del secondo condensatore elettrolitico. Se però esso è dovuto alla reazione che si manifesta fra l'avvolgimento di campo e la bobina mobile è necessario collocare sul nucleo magnetico dell'altoparlante, in modo coassiale alla bobina mobile ed in serie alla stessa, una bobina il cui numero di spire deve essere trovato sperimentalmente in relazione alle caratteristiche dell'altoparlante ma che, grosso modo, può variare fra le 100 e le 200 spire di filo di rame da 5/10.

Il senso dell'avvolgimento verrà trovato per tentativi e ciò per agire in modo che il flusso che genera la corrente indotta sia tale da opporsi a quello perturbatore in modo che i due campi si annullino a vicenda o comunque si attenuino.

Se tale realizzazione non è possibile sarà bene sostituire l'altoparlante con un altro munito di bobina di neutralizzazione.

L'inconveniente può anche essere dovuto ad induzione del trasformatore di alimentazione sul trasformatore di uscita. In questo caso è evidente che bisogna provvedere al loro allontanamento, oltre a disporli in modo ortogonale l'uno all'altro.

SOSTITUZIONE DI UN ALTOPARLANTE ELETTRODINAMICO CON ALTRO DEL TIPO MAGNETODINAMICO

Frequentemente, specialmente in amplificatori di vecchia costruzione, od anche in nuovi complessi, sia per eliminare fenomeni di ronzio sia per altri motivi il tecnico si può trovare nella necessità di sostituire un altoparlante di tipo elettrodinamico **(a bobina di campo)**, con uno del tipo magnetodinamico, quindi privo di tale bobina.

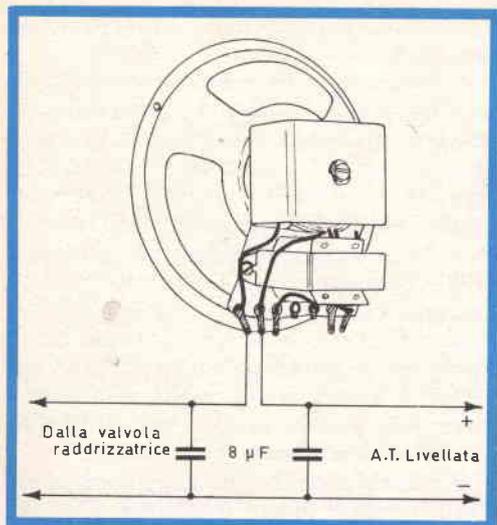



Fig. 1 - Circuito con altoparlante elettrodinamico.

Fig. 2 - Modifica al circuito del filtro A.T. per la sostituzione dell'altoparlante di fig. 1 con un altoparlante magneto-dinamico.

Questa sostituzione è sempre possibile purchè si provveda a sostituire la bobina di campo con una impedenza di livellamento avente un valore identico.

Detta impedenza può essere anche sostituita da una resistenza avente valore e potenza adatte allo scopo.

Il valore dell'impedenza generalmente è conosciuto. La potenza necessaria è facilmente calcolabile. Infatti ammesso che la bobina di campo provocasse una caduta di tensione di 150 Volt con un assorbimento di 60 mA la potenza dissipata sarà data dal prodotto: 150 x 0,06 = 9 Watt. In tal caso la resistenza, o l'impedenza, sostitutive dovranno avere tale dissipazione, meglio se leggermente maggiorato (nel caso di cui sopra si potrà fare uso di una impedenza che dissipi 10 W anzichè 9 W).

PROCEDIMENTO NELLA RICERCA DELLE CAUSE DI RONZIO

Queste norme dovranno essere seguite dopo aver effettuato i controlli di cui sopra.

1) Staccare il primario del trasformatore di uscita e collegare agli estremi dello stesso una resistenza da 10.000 o da 15.000 ohm.

Collegare la placca della valvola finale direttamente alla sorgente della tensione anodica (figura 3).

a) Il ronzio cessa: la causa è da ricercare negli stadi successivi.

b) Il ronzio non cessa: la causa è da ricercare nella sezione filtrante o nell'altoparlante (vedere paragrafo precedente).

2) Collegare a massa la griglia della valvola finale.

a) Il ronzio cessa: la causa è da ricercare negli stadi precedenti.

b) Il ronzio non cessa: la causa è da ricercare nel circuito relativo alla valvola finale.

Se detta valvola è del tipo a riscaldamento diretto vi può essere interruzione della resistenza con presa centrale posta in parallelo al filamento.

Successivamente controllare accuratamente la tensione di polarizzazione o per lo meno accertarsi che la resistenza in serie al catodo non sia interrotta od in cor-

to circuito o che il condensatore in parallelo ad essa non sia esaurito.

Se tutto è normale sostituire tale condensatore con altro avente capacità sensibilmente superiore (figura 4).

Il ronzio può anche dipendere da tracce di corrente alternata nell'alimentazione della griglia schermo della valvola finale: in tal caso è necessario diminuire la tensione tramite una resistenza il cui valore medio deve essere scelto fra i 5.000 e i 6.000 ohm (Rx di figura 3).

Fra la griglia schermo e la massa può essere opportuno inserire un condensatore elettrolitico di capacità compresa fra i 4 e gli 8 μF (figura 3, Cx).

3) Collegare a massa la griglia della valvola preamplificatrice di bassa frequenza.

a) Il ronzio cessa: la causa, come al solito, è da ricercare negli stadi precedenti tale circuito.

b) Il ronzio non cessa: la causa è da ricercare nel circuito preamplificatore di bassa frequenza.

Se l'accoppiamento è effettuato tramite un trasformatore il ronzio può essere dovuto a delle correnti indotte su di esso dal trasformatore di alimentazione e quindi è indispensabile modificarne l'orientamento o perfezionare il relativo schermaggio.

Il ronzio in questo caso può anche essere dovuto ai conduttori percorsi dalla corrente alternata che passano vicino, e parallelamente, ai conduttori od ai componenti di bassa frequenza. È indispensabile allontanare gli uni dagli altri e schermare accuratamente il conduttore di griglia collegando lo schermo con la massa.

Se il ronzio permane, controllare lo stato dei condensatori di accoppiamento allo scopo di accertarsi se qualcuno di loro è interrotto. Tale controllo è prudente effettuarlo tramite diretta sostituzione.

Il controllo del ronzio negli stadi precedenti quello di bassa frequenza dovrà essere effettuato seguendo le suddette modalità tenendo presente che particolare attenzione dovrà essere rivolta allo stadio rivelatore, il quale risente in modo particolare della presenza di eventuali componenti alternate, ai conduttori del potenziometro del controllo di volume, a quelli del fono rivelatore che devono essere schermati e messi a massa, ed alle varie prese di massa.

Queste ultime sono spesso la causa impensata e insidiosa del ronzio a causa di contatti imperfetti, difficilmente localizzabili.

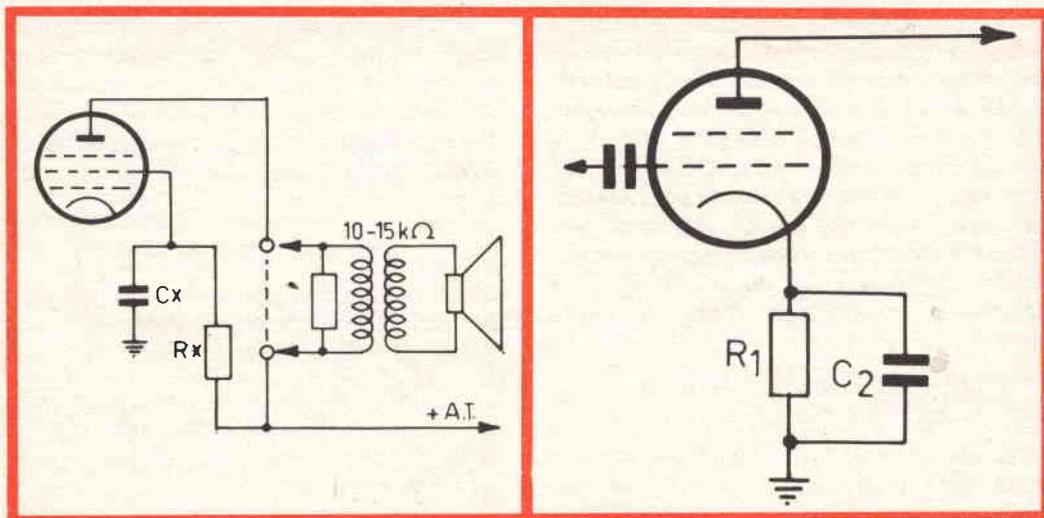



Fig. 3 - Corto circuito del carico anodico.

Fig. 4 - Ronzio provocato da R_1 o C_2.

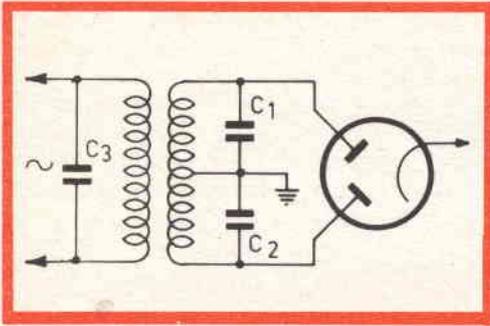



Fig. 5 - Eliminazione del ronzio tramite condensatori.

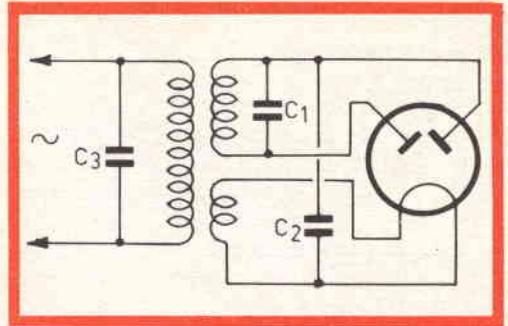



Fig. 6 - Circuito simile, ma più efficiente di quello di fig. 5.

RONZIO MODULATO

Il ronzio modulato è provocato dalla modulazione, con la stessa frequenza della rete elettrica o di una sua armonica, di un segnale ad alta frequenza in arrivo al ricevitore e generalmente si manifesta per segnali piuttosto forti dato che questi, tramite il CAV, provocano un aumento della tensione di polarizzazione che rende possibile la rivelazione delle due frequenze sovrapposte.

Le cause che danno luogo al fenomeno del ronzio modulato, oltre a quelle trattate, sono numerose e purtroppo non sempre sono facilmente individuabili.

Evidentemente il ronzio modulato interessa gli stadi compresi fra il circuito rivelatore e la presa d'aereo, oltre naturalmente il circuito percorso dalla corrente alternata che ne è l'origine.

Il controllo, come è stato consigliato nel paragrafo precedente, deve essere effettuato stadio per stadio, iniziando dall'ultimo stadio di media frequenza e valendosi dell'ausilio di un oscillatore non modulato. Le principali norme per eliminare l'inconveniente sono le seguenti:

a) Il ronzio è causato dall'assenza della presa di massa dimodocchè il ritorno delle correnti ad alta frequenza avviene attraverso la rete di distribuzione. Se non è possibile collegarsi ad una presa di terra (per ragioni circuitali od altre), o se ciò non è sufficiente ad eliminare l'anomalia, è opportuno mettere in parallelo al primario del trasformatore di alimentazione un condensatore la cui capacità si troverà per tentativi partendo da un valore medio di 0,05 μF, come indicato in figura 5, oppure collegando al secondario dello stesso trasformatore due condensatori aventi ciascuno la capacità di 0,05 μF (C1 e C2 di figura 5). L'isolamento di detti condensatori dovrà essere di almeno 1.500 V.

Un sistema ancor più razionale è quello indicato in figura 6. La capacità dei condensatori in tal caso dovrà essere di circa 0,01 μF ciascuno e l'isolamento 2.000-3.000 V.

b) Per apparecchi privi di trasformatore di alimentazione, e perciò di presa

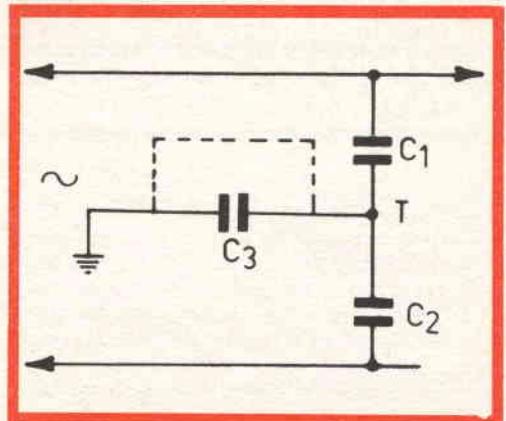



Fig. 7 - Eliminazione del ronzio in apparecchi privi di trasformatore di alimentazione.

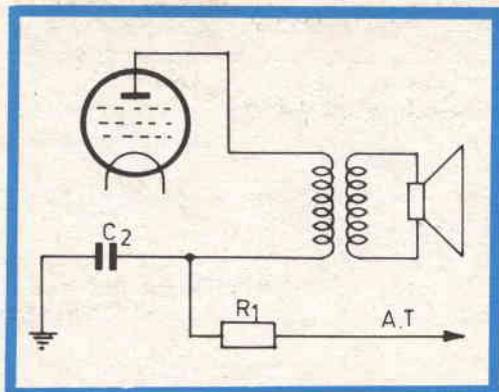



Fig. 8 - Inserimento di R1 e C2 per eliminare il ronzio.

di terra, si può usare lo schema di figura 7 in cui i condensatori C1 e C2 saranno scelti con una capacità compresa fra 0,1 e 0,5 μF e C3 da 0,5 a 0,01 μF.

Eliminando quest'ultimo condensatore e collegando la presa di terra nel punto T si potrà notare in taluni casi un ulteriore diminuzione del ronzio modulato. Detti condensatori dovranno avere isolamento almeno di 1.500 V.

c) Uno stadio non perfettamente tarato, specialmente in presenza di valvole non troppo efficienti, può dar luogo a fenomeni di ronzio modulato: in tal caso evidentemente l'unico rimedio è quello di procedere ad una accurata taratura e alla sostituzione delle valvole meno efficienti.

d) Per quanto concerne il ronzio modulato dovuto agli schermi od alle prese di terra difettose, il rimedio è evidente di per se stesso.

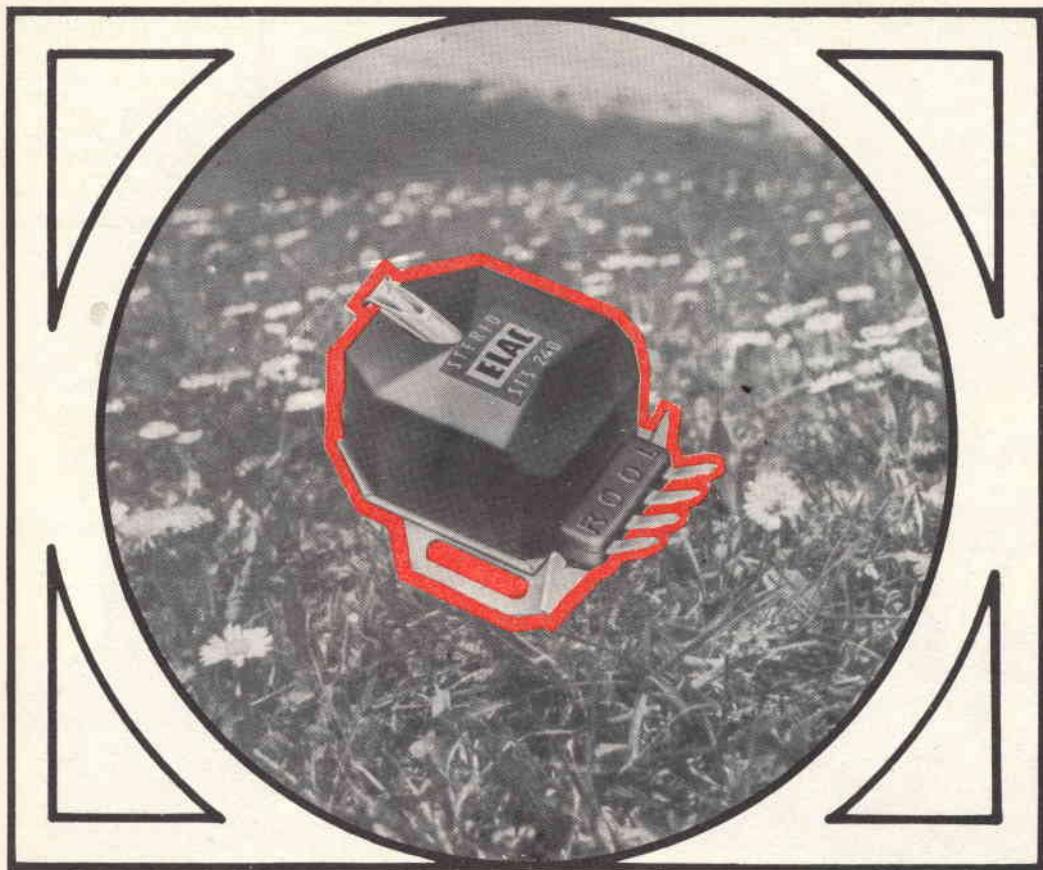
e) I conduttori di aereo, posti all'interno dello chassis, o la discesa di aereo che corrono vicini e paralleli ai conduttori di rete, sono frequentemente la causa delle anomalie in questione.

È necessario allontanare gli uni dagli altri ed in caso di impossibilità occorre provvedere alla schermatura della discesa d'aereo.

f) Se la tensione anodica, o quella di griglia schermo, presentano delle tracce di corrente alternata è indispensabile migliorare la cellula filtrante del raddrizzatore ed eventualmente mettere in serie al circuito anodico, o di griglia schermo, una resistenza avente il valore medio di 5.000 ohm ed una capacità del valore compreso fra 0,1 e 0,5 μF, come indicato in figura 8.

g) Se dei conduttori del circuito ad alta o media frequenza, ed in particolar modo quelli di griglia o di placca, corrono troppo vicini ai conduttori percorsi dalla corrente alternata è necessario provvedere al loro allontanamento o alla schermatura.

h) Una tensione di polarizzazione errata, in conseguenza del valore errato od alterato della resistenza catodica o della resistenza di griglia, possono essere causa di ronzio modulato. In presenza di una tale anomalia, di difficile individuazione è necessario effettuare un controllo anche in tale senso.

« Radio Times », il primo periodico radiofonico del mondo, è sorto nel 1923 *perché i quotidiani inglesi si rifiutavano di stampare gratuitamente i programmi della BBC. Dopo sei mesi « Radio Times » tirava già* 500.000 *esemplari. Oggi se ne stampano* 5 *milioni di copie di* 52 *pagine cadauna: il « Radio Times » è il solo settimanale inglese che pubblica i programmi della BBC, che sono tuttavia riportati anche dai quotidiani. Poiché nessuna tipografia potrebbe incaricarsi di stampare un così grande numero di copie, fu creata la tipografia « Waterloo and Son » che, da sola, stampa da* 3 *a* 4 *milioni di copie* (165.000 *allora). Le copie rimanenti sono stampate da un'altra tipografia in Scozia. « Radio Times » ha otto diverse edizioni, secondo le regioni, e edizioni in lingua gallese e scozzese;* 5.000 *copie sono stampate in scrittura per i ciechi.*

Pick-up magnetico stereo ELAC STS 240

Particolarmente studiato per i giradischi studio «Elac» Miracord e Miraphon, è adatto anche per qualsiasi braccio professionale capace di lavorare con pressioni da 2,5 a 4,5 g. La speciale schermatura in Mu-Metal elimina ogni pericolo di interferenza di tipo magnetico. La puntina da 17 micron di raggio, in diamante, è facilmente estraibile e sostituibile

Caratteristiche: Risposta di frequenza: lineare da 20 a 20.000 Hz - Sensibilità: 22 mV a 10 cm/sec. - Separazione tra i canali: 24 dB - Squilibrio massimo: 2 dB - Elasticità (compliance): $8 . 10^{-6}$ cm/dyna.

N. GBC: R/1481

Prezzo netto L. 38.000

CATANIA - Via M. R. Imbriani, 70 - Telef. 279.633

MESSINA - Piazza Duomo, 15

PALERMO - Piazza Castelnuovo 48 - Telef. 248.888

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

UN SEMPLICE FREQUENZIMETRO A LETTURA DIRETTA

(Da « Radio Electronics »)

L'articolo descrive un semplice strumento, consistente in un transistore 2 N 107, in due diodi 1 N 34, in uno strumento da 20 microampère, ed in pochi componenti, che permette di misurare direttamente frequenze comprese tra un minimo di 200 Hertz ed un massimo di 20.000 Hertz, in due gamme, con una precisione dell'ordine dell'1 %.

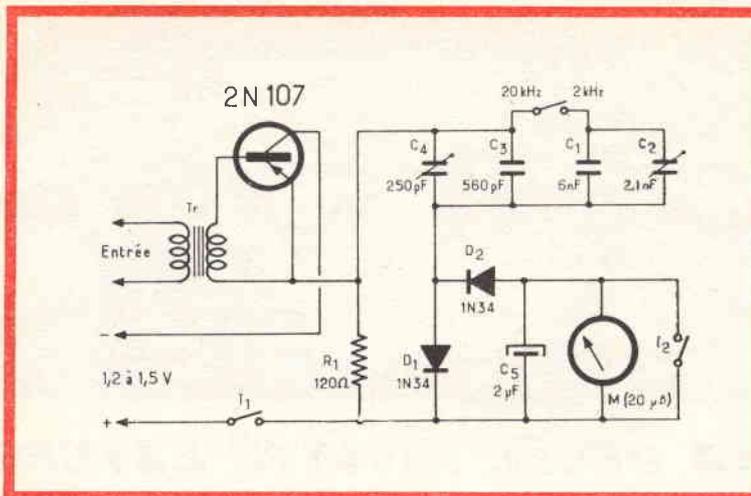
Come si osserva nel circuito qui riportato, il segnale di cui si intende misurare la frequenza viene applicato al primario del trasformatore Tr.

Il transistore, funzionante come uno stadio limitatore, viene polarizzato in modo da tagliare le creste delle sinusoidi, trasformandole praticamente in segnali ad onda pressochè rettangolare.

C 1, C 4 ed R 1 costituiscono un circuito differenziatore che suddivide i suddetti segnali in due altri segnali ad impulsi di brevissima durata, e di polarità opposta, che si manifestano appunto ai capi di R 1.

I due diodi D 1 e D 2 provvedono a rettificarli entrambi, dopo di che essi si riuniscono — sotto forma di tensione continua — ai capi di C 5, che si carica con la tensione fornita dagli stessi diodi. Poichè l'intensità della carica dipende dalla frequenza di ripetizione degli impulsi, è intuitivo che lo strumento determina una deflessione dell'indice tanto maggiore quanto maggiore è tale frequenza, indipendentemente dalla relativa ampiezza.

Il gruppo di condensatori C 1 - C 2 e C 3 - C 4, con l'aiuto dell'interruttore visibile in figura, consente di separare le due portate di 2.000 e di 20.000 Hertz fondo scala.

La precisione delle misure dipende in gran parte dalla qualità dei condensatori da C 1 a C 4, il cui isolamento deve essere assolutamente ineccepibile. L'interruttore I_2 serve unicamente per proteggere me-

Circuito elettrico del misuratore di frequenza a lettura diretta.

diante un corto-circuito la bobina mobile e l'indice dello strumento, negli istanti in cui l'alimentazione del dispositivo viene inserita o disinserita. Ciò allo scopo di evitare che gli impulsi di carica o di scarica dovuti all'alimentazione possano arrecare danni allo strumento.

Nell'eventualità che non si disponga di un microamperometro da 20 microampère fondo scala, è possibile adottarne uno da 25 microampère, nel qual caso — logicamente — le gamme saranno portate rispettivamente a 2.500 ed a 25.000 Hertz.

Il trasformatore di ingresso può essere costituito da un semplice trasformatore di uscita lievemente modificato, avente una resistenza dell'ordine di 500 ohm al primario, e di 3,5 ohm al secondario.

UN SISTEMA ELETTRONICO PER IL CONTROLLO DEI CUSCINETTI A SFERE

(Da « Industrial Electronics »)

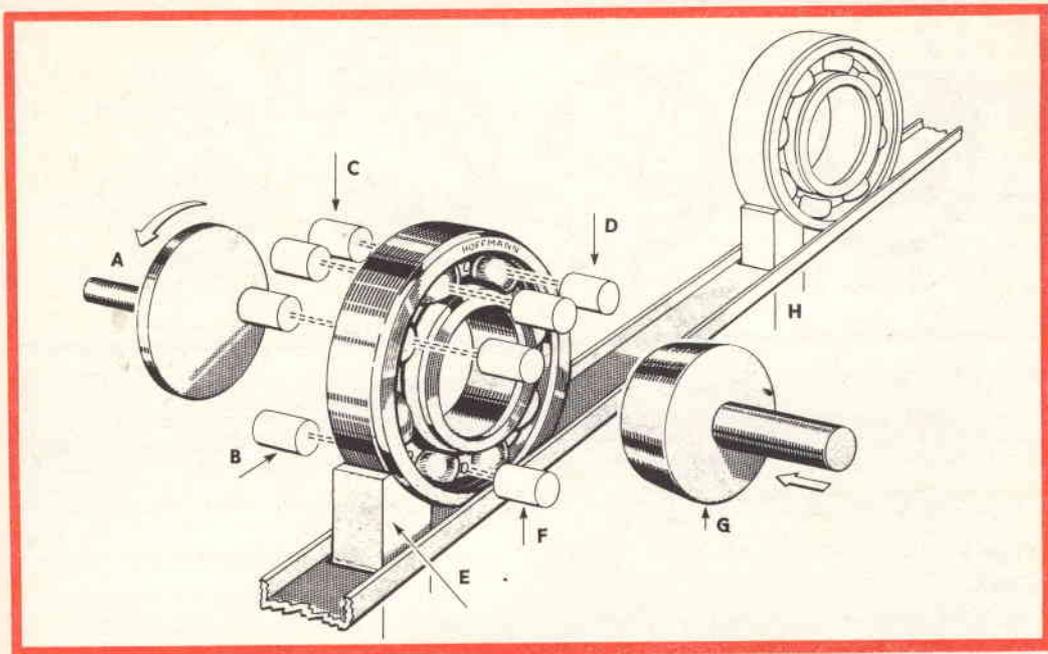
Il controllo dei cuscinetti a sfere nelle industrie meccaniche ed elettromeccaniche assume una importanza sempre maggiore, a causa sia del loro vastissimo impiego, sia della loro criticità. La Hoffmann ha realizzato a tale riguardo numerose apparecchiature di controllo, una delle quali viene appunto descritta nell'articolo che recensiamo.

La macchina provvede automaticamente ad espellere — tramite un'apposita uscita — tutti i cuscinetti che manchino di una o più sfere, o che risultino privi di qualsiasi componente.

I cuscinetti da controllare vengono inseriti nella posizione di controllo automaticamente, mediante una guida che comunica con un contenitore in stato di vibrazione. Non appena un cuscinetto entra nella macchina, preme — al suo passaggio — una levetta che aziona un microinterruttore (H nella figura). Questo mette in azione l'apparecchiatura.

Questa consiste in pratica in un disco rotante a pressione (A), in un certo quantitativo di fototransistori (C), i quali provvedono al controllo dei rivetti (B) che fissano il supporto delle sfere, ed al controllo delle sfere stesse D ed F sono le relative sorgenti di luce, mentre E costituisce il fermo che blocca l'anello esterno.

Un mandrino a pressione, avente una struttura conica, diventa solidale con la superficie interna dell'anello interno, apportando il necessario movimento rotatorio.

Qualsiasi rivetto mancante, come qualsiasi sfera, determina il passaggio di un raggio di luce attraverso il foro che resta

Disegno schematico del dispositivo per il controllo dei cuscinetti a sfere mediante un sistema elettronico. Gli elementi fotosensibili, azionati da apposite sorgenti di luce, fanno agire un espulsore automatico quando il cuscinetto sotto controllo è difettoso o incompleto.

pertanto libero, per cui si produce un impulso elettrico che — tramite appositi dispositivi elettronici — fa funzionare l'espulsore automatico.

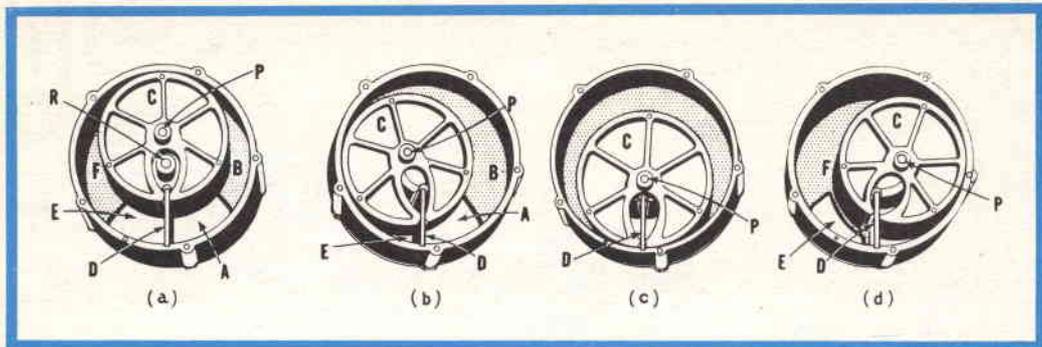
L'apparecchiatura è stata congegnata in modo tale da rendersi adatta ad una vasta gamma di misure di cuscinetti, ed è suscettibile di interessanti modifiche per renderla ulteriormente adatta ad altri tipi di controlli.

MISURA DELLA DENSITÀ DI FLUSSO DEI LIQUIDI IN UNA TUBATURA, MEDIANTE UN DISPOSITIVO ELETTROMAGNETICO

(Da «Industrial Electronics»)

Questo argomento è già stato oggetto di una nostra precedente recensione (vedi numero 2, del febbraio 1965), ed è stato più ampliamente trattato nell'articolo al quale ci riferiamo.

In esso vengono esaminati innanzitutto i diversi metodi adottati per eseguire questo tipo di controllo, e tutti i metodi considerati vengono analizzati dal punto di vista del loro rendimento. Tra i diversi che sono oggetto di discussione, viene data particolare importanza al sistema denominato a « pistone semi-rotante », illustrato in figura. Con questo sistema, il liquido di cui si desidera misurare la portata entra nello spazio contrassegnato B, tramite il portello di ingresso A, e provoca lo spostamento del cilindro cavo (C) in senso antiorario. La posizione del pistone viene obbligata ad opera del diaframma D, ed esso ruota con un gioco semi-circolare delimitato dal rullo R e dal perno P. Il liquido in moto passa quindi attraverso l'apertura E, e riempie lo spazio F, proseguendo poi il suo movimento.

La rotazione del perno centrale P viene trasmessa ad un contatore elettronico, che permette in tal modo di valutare il numero dei giri e — di conseguenza — la

Rappresentazione schematica di quattro fasi della rotazione del pistone semi-rotante, facente parte del dispositivo per la misura del flusso di liquido in un tubo. Le rotazioni del pistone vengono trasmesse ad un contatore elettronico, che fornisce direttamente la misura dell'intensità del flusso.

quantità di liquido che passa nell'unità di tempo.

Le quattro illustrazioni (a, b, c ed e) rappresentano le quattro fasi successive di una rotazione completa del pistone.

I dispositivi di questo tipo presentano un'ottima sicurezza di funzionamento, ed una notevole precisione.

Dual

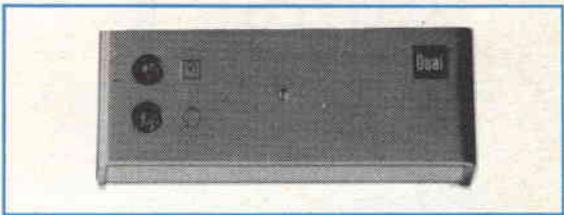
Dual 1009

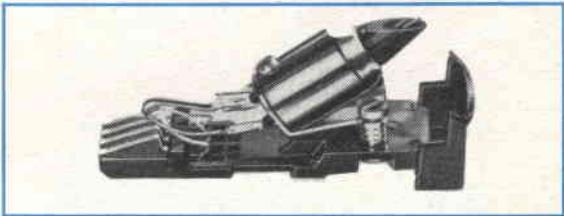
GIRADISCHI PROFESSIONALE

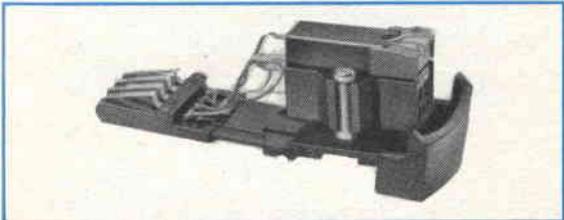
CON CAMBIO AUTOMATICO DEI DISCHI

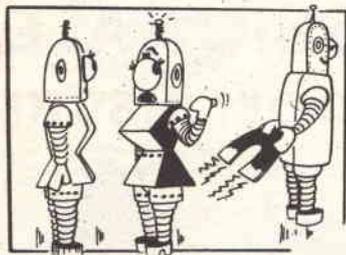
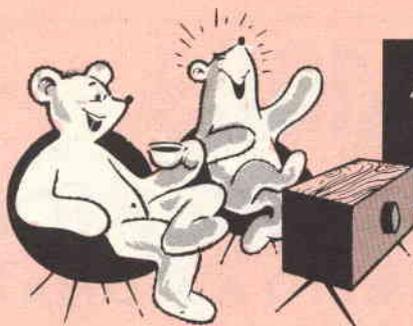
Apparecchio universale per la riproduzione di dischi ad alta fedeltà.
Piatto pesante Kg. 3,2.
Velocità: 16-33-45-78 giri.
Regolazione fine della velocità: ± 3 %.
Flutter: max ± 0,1 %.
Comandi semplici, facilmente accessibili e di docile manovra.
Leva per il funzionamento manuale, avviamento e arresto.
Leva per la selezione preventiva del diametro dei dischi.

PREAMPLIFICATORE - EQUALIZZATORE DUAL TVV 43

Questo preamplificatore è indispensabile per il funzionamento dei cambiadischi 1009 equipaggiati con cartuccia magnetica, quando l'amplificatore usato non sia provvisto di preamplificatore.
È utilizzabile anche per altri apparecchi con testina magnetica. Viene alimentato in c.a. 110 o 220 V.

CARTUCCIA MAGNETICA STEREO B & O - SP 1

Una cartuccia di qualità costruita dalla fabbrica danese Bang & Olufsen con puntina diamante per dischi microsolco e stereo.
Adatta per i suoi pregi al DUAL 1009. Pressione di appoggio: 3 g.

CARTUCCIA MAGNETICA SHURE M 44 M - G

La cartuccia SHURE M 44 M-G stereofonica, per le sue elevate caratteristiche, è particolarmente adatta ad essere applicata al giradischi DUAL 1009 per impianti ad alta fedeltà.

La garanzia, l'assistenza tecnica ed i ricambi vengono forniti solamente se l'apparecchio è accompagnato dal CERTIFICATO DI GARANZIA E DI ORIGINE della Rapit S.r.l. - Milano

RAPIT S.r.l. - MILANO
Via S. Gregorio 45 - Tel. 652 220

« Non so che farci: quel giovane esercita su di me un'attrazione irresistibile! . . . ».

LA TV DEI RAGAZZI:

« . . . E io che ho sempre creduto fossero macchie naturali! . . . ».

SENZA PAROLE

« Ma sentilo! . . . E pensare che a casa per fargli dire una mezza parola ci vogliono le tenaglie! . . . ».

« È il nuovo brevetto per interrompere le comunicazioni telefoniche dopo 4 minuti . . . »

DECODER MPX STEREO

mod. UZ 42

La RAI effettua da qualche tempo, nella gamma FM, delle trasmissioni sperimentali in « Stereofonia ». Per ora tali trasmissioni sono riservate alle zone di Torino, Milano, Roma, Napoli; è in programma però la copertura di tutte le altre zone entro breve tempo.
Le trasmissioni sono essenzialmente di musica leggera, sono di ottimo livello musicale, e possono essere ricevute da un qualsiasi sintonizzatore o radioricevitore in modulazione di frequenza combinato con un apposito « DECODER ».
In questo articolo è ampiamente descritto uno di tali apparecchi, scelto fra i migliori che la produzione americana pone attualmente sul mercato. Il « DECODER » HIGH KIT è in commercio in due versioni: apparecchio montato e scatola di montaggio.
Una nuova formula, quindi, per la migliore ricezione delle radiotrasmissioni: modulazione di frequenza in « STEREOFONIA » con il « DECODER » HIGH KIT modello UZ42.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Risposta di frequenza:
3 dB da 30 a 18.000 c/s
Sensibilità:
90 mV minimo per rigenerare 38 kc/s
Rapporto segnale-disturbo: 50 dB
Separazione canali:
$\geq$ 30 dB da 50 a 10.000 c/s
$\geq$ 25 dB da 10 a 15 kc/s
Distorsione stereo: $\leq$ 0,4 %
Distorsione mono: $\leq$ 2,5 %
Impedenza d'ingresso:
alta impedenza 50 kΩ
Impedenza d'uscita:
bassa impedenza 5 kΩ
Semiconduttori impiegati:
1 x AC 125 - 3 x AF 117 - 1 x AF 118
2 x AA 119 - 4 x OA 85 F - radd. selenio
Commutazione mono-stereo: automatica
Segnalazione stereo:
con indicatore ottico frontale
Assorbimento: 20 mA a 30 Vc.c.
Alimentazione:
110 ÷ 220 Vc.a. - 50/60 c/s
Dimensioni: 176 x 105 x 45 mm
Peso: 0,75 kg.

GENERALITÀ

Con il Decoder UZ 42, l'HIGH-KIT completa la gamma delle apparecchiature per riproduzione stereofonica; grazie a lunghi anni di esperienza, e ad una profonda conoscenza del mercato « enterteiment », si è raggiunta anche per questa realizzazione un'esecuzione altamente professionale.

Vasti erano già i confini della stereofonia: attraverso la riproduzione dei dischi microsolco appositamente incisi, o di nastri magnetici speciali, erano state aperte al pubblico dei dilettanti e degli appassionati dell'alta fedeltà sensazioni musicali come solo può destare l'ascolto degli strumenti nella loro sede naturale, fra le pareti di un teatro o di una sala di registrazione.

Alla stereofonia non potevano essere negate le vie della radio; ecco quindi nascere un nuovo sistema di trasmissione, il sistema « multiplex », che consente di codificare opportunamente, via radio, i segnali stereofonici.

Al Decoder UZ 42 spetta il compito di ritrasformare il segnale, captato da un normale radio ricevitore, nell'originale informazione di bassa frequenza.

Il Decoder HIGH-KIT per riproduzione stereofonica ad alta fedeltà modello UZ 42, si avvale della moderna tecnica dei semi-conduttori, e si presenta in un'esecuzione meccanica di nuova concezione che gli conferisce un tono di particolare eleganza.

La sua linea si armonizza con quella di un qualsiasi sintonizzatore o ricevitore FM: circuitalmente poi l'unione può avvenire in modo perfetto, per un ascolto piacevole, ed esente da disturbi di qualsiasi genere, dei programmi radio diffusi in modulazione di frequenza secondo il sistema stereomultiplex.

Il Decoder HIGH-KIT è una parola nuova nel campo dell'alta fedeltà: alla sua perfezione hanno collaborato i tecnici più qualificati, i materiali impiegati sono stati scelti dopo innumerevoli prove di qualità, eseguite su quanto di meglio poteva offrire il mercato.

Le dimensioni sono state contenute nei limiti dell' indispensabile; a questo proposito la HIGH-KIT può vantare un Decoder veramente compatto, per usare un termine in voga. Sono stati impiegati esclusivamente materiali di pregio: il telaio è in lamiera robusta con ossidazione in profondità, il circuito elettrico è realizzato interamente su basetta stampata, i componenti scelti fra quanto di meglio poteva offrire il mercato.

L'alimentazione è assolutamente indipendente dal ricevitore FM al quale, necessariamente, deve essere accoppiato; i comandi sono stati ridotti al solo interruttore di accensione: quindi nessuna errata interpretazione o regolazione che possa influire e pregiudicare l'ascolto.

Palesi poi sono le ragioni che hanno spinto i progettisti a impiegare nel circuito esclusivamente i semi-conduttori: sicurezza assoluta di funzionamento, durata illimitata di tutti i componenti che lavorano a tensioni di gran lunga inferiori a quelle nominali; nessuna irradiazione di calore, nessun rumore di fondo nella riproduzione, un ascolto sempre perfetto e limpido.

LE TRASMISSIONI STEREO IN MODULAZIONE DI FREQUENZA

Le prime trasmissioni di programmi stereo via-radio erano effettuate mediante due distinte trasmittenti, e conseguentemente potevano essere ricevute solo disponendo di due ricevitori separati. Questo sistema, oltre ad essere antieconomico, presentava difficoltà già in sede di trasmissione in quanto, dato l'affollamento delle trasmittenti nella gamma delle onde medie, era pressochè impossibile reperire altre lunghezze d'onda per la trasmissione di musica stereofonica. La difficoltà di reperire canali liberi per le trasmissioni stereo si presentava addirittura nelle stesse bande FM e VHF.

I primi esperimenti fecero subito pensare che la banda migliore per trasmissioni stereo via-radio era quella riservata alle attuali trasmissioni FM (banda I). La stereofonia rappresenta senza dubbio un passo avanti nella tecnica di riproduzione di musica o di parlato; ciò però è vero se il « mezzo » con cui viene trasmesso un programma musicale non introduce elementi che possono influire sulla qualità di riproduzione. Le interferenze che invariabilmente accompagnano un programma trasmesso sulla gamma delle onde medie, peggiorano senz'altro la qualità del programma trasmesso.

Il sistema di trasmissione di un programma stereo, scelto dai vari comitati nazionali e internazionali che presiedono alle regolazioni in questo campo, soddisfa le seguenti condizioni:

a) Non richiedete una larghezza di banda maggiore di quella occupata dalle normali trasmissioni monofoniche.

b) È compatibile, e cioè la trasmissione stereo può essere ricevuta da un normale ricevitore FM, naturalmente in forma monoaurale.

c) Gode di tutti i vantaggi offerti da un sistema di trasmissione mediante modulazione di frequenza.

Principio di funzionamento

Essenzialmente, la portante irradiata risulta modulata in frequenza con un segnale monofonico che contiene tutta l'informazione audio, e con un segnale che contiene l'informazione di direttività.

Il segnale monofonico, chiamato segnale M, è formato dalla somma dei segnali provenienti da sinistra e da quelli provenienti da destra.

Il segnale riguardante la direttività, chiamato segnale L - R, è ottenuto per differenza tra il segnale proveniente da sinistra (L) e il segnale proveniente da destra (R).

Il segnale differenza L - R modula innanzitutto in ampiezza (AM) una sottoportante con frequenza di 38 Kc/s. Dato che la massima frequenza audio trasmessa è limitata a 15 Kc/s, le bande di questa sottoportante si troveranno rispettivamente comprese tra:

$$38 — 15 = 23 \text{ Kc/s}$$

$$38 + 15 = 53 \text{ Kc/s}$$

Pertanto il segnale « audio » complessivo coprirà lo spettro di frequenze da 0 a 53 Kc/s.

Le frequenze delle bande laterali « vicine » alla frequenza della sottoportante (38 Kc/s) sono di poca entità, dato che alle basse frequenze audio (al di sotto dei 400 c/s) l'effetto di direzionalità è del tutto trascurabile. Infatti, i suoni con frequenza molto bassa pervengono ad entrambi i microfoni con una differenza di fase e di intensità del tutto trascurabili; pertanto, i segnali L e R delle frequenze basse sono pressochè identici e di conseguenza la loro differenza sarà di poca entità. La sottoportante a 38 Kc/s dal canto suo ha una ampiezza notevole e occupa una gran parte della massima modulazione del segnale FM, restringendo lo spazio di modulazione disponibile per i segnali M e L - R.

Per superare queste difficoltà, si è pensato di sopprimere addirittura la sottoportante a 38 Kc/s. Questa è richiesta però nel ricevitore per potre ripristinare il segnale LR incluso nelle bande laterali. Per ottenere ciò, viene trasmessa (in FM naturalmente) al posto della sottoportante a 38 Kc/s, una nota pilota con frequenza di 19 Kc/s.

Questa nota pilota è di ridotta ampiezza e, dopo essere rivelata nel ricevitore (discriminatore) viene amplificata e raddoppiata di frequenza (38 kc/s). In questo modo, lo spettro delle frequenze che modulano la portante in FM risulta molto ridotto dato che la nota pilota non contiene nessuna informazione nè musicale nè direzionale.

È essenziale che la sottoportante a 38 Kc/s ricomposta nel ricevitore, abbia la stessa fase che avrebbe se fosse trasmessa. Ora, questa condizione è pienamente soddisfatta dato che la sottoportante del trasmettitore è ottenuta per duplicazione della frequenza della nota pilota; la distorsione di fase, se si verifica, sarà da imputare ad altre cause (linee di trasmissione) sia nel trasmettitore che nel ricevitore. Ciò, comunque, può essere evitato se il dimensionamento dei circuiti di entrambi gli apparati è stato fatto tenendo conto di tutti gli elementi.

Il « contenuto » musicale è compreso entro una banda che va da pochi c/s a 15.000 c/s, ed è sufficiente per una riproduzione di qualità. Se la « nota pilota » non fosse soppressa nel ricevitore e potesse raggiungere l'altoparlante, avrebbe comunque un'intensità così bassa da non essere udita neppure da un orecchio molto sensibile. La distanza in frequenza pari a 4 Kc/s, tra la nota pilota (19 Kc/s) e la frequenza più elevata della banda audio (15 Kc/s, e tra la nota pilota e il segnale della banda laterale più vicina (23 Kc/s), è sufficiente ad impedire che il funzionamento del dupli-

RIVELATORE A PONTE

SEGNALE MULTIPLEX TRASMESSO

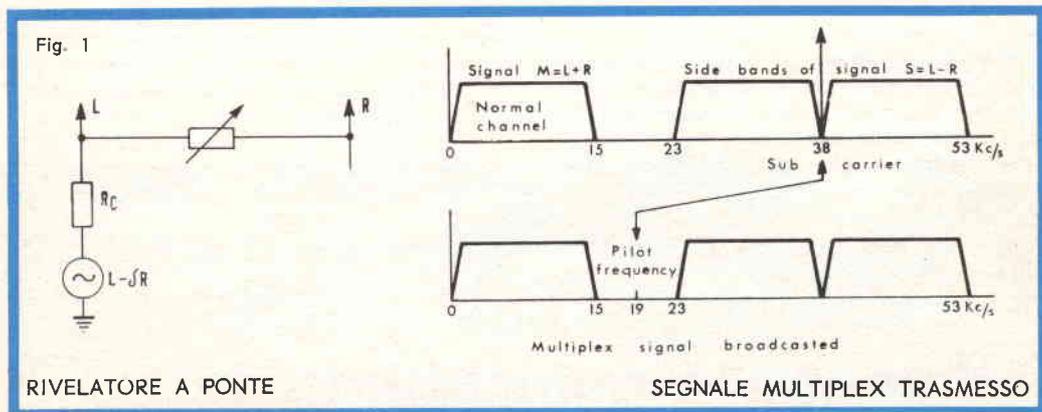
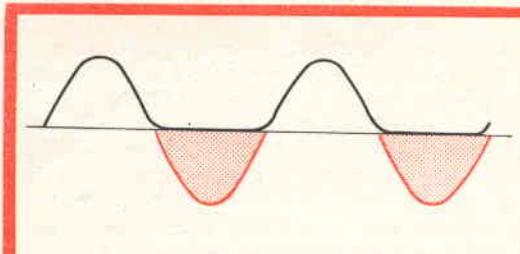



Fig. 2 a - Segnale alternato; rettificazione di una semionda.

Fig. 2 b - Rigenerazione della sottoportante a 38 Kc/s.

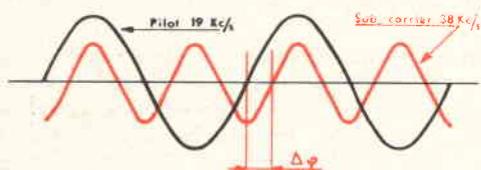
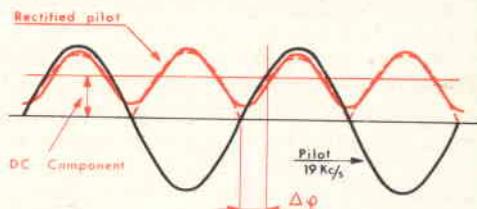
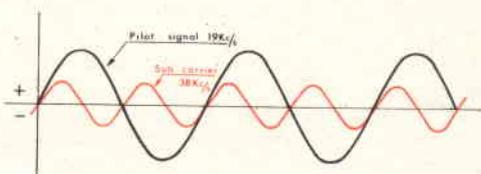



Fig. 2 c - Errore di fase tra il segnale pilota a 19 Kc/s e la sottoportante rigenerata a 38 Kc/s.

Fig. 2 d - Esatta fase fra i due segnali: $\Delta \varphi = 0°$.

catore di frequenza nel ricevitore sia influenzato dal segnale monofonico M o dalla banda laterale più bassa del segnale differenza L - R; e ciò anche nel caso che si avesse un segnale audio superiore al limite di 15.000 c/s stabilito.

Col sistema multiplex, si sfruttano completamente le possibilità offerte dal sistema di trasmissione di segnali audio mediante modulazione in frequenza. Può servire il parallelo con i dischi grammofonici, dove, prima che fosse introdotta l'incisione stereofonica, le possibilità di sfruttamento del solco del disco erano limitate ad una sola parte (dischi monofonici).

È evidente inoltre che un ricevitore FM monofonico normale può riprodurre solo la modulazione M di un segnale stereo. La nota pilota e il segnale L-R, contenuto nelle bande laterali disposte simmetricamente dall'una e dall'altra parte della sottoportante a 38 Kc/s, non vengono riprodotte; esse vengono bypassate nel ricevitore e, in ogni modo, non riprodotte dall'altoparlante.

L'informazione del segnale L - R è contenuta in una parte del segnale FM che non viene mai usata in una normale trasmissione e ricezione monofonica. Di conseguenza, il segnale M può essere rivelato da un ricevitore normale (monofonico) nello stesso modo e con la stessa qualità di una trasmissione monofonica FM. Il sistema multiplex soddisfa quindi i requisiti richiesti da un sistema compatibile.

IL DECODER UZ 42

Come sopra accennato, affinchè la trasmissione FM stereo possa essere riprodotta senza nulla perdere delle sue iniziali caratteristiche, è indispensabile che avvenga la conversione del segnale all'uscita del discriminatore FM, e

ERSA

comunque prima dell'ingresso dell'amplificatore audio; questo compito è lasciato al Decoder, il quale comprende un dispositivo con indicazione luminosa che segnala se la trasmissione che si sta ricevendo è stereo o monofonica.

Nel Decoder UZ 42 la frequenza pilota di 19 Kc/s viene usata per rigenerare la sottoportante a 38 Kc/s; quest'ultima viene aggiunta alle bande laterali L - R e il segnale modulato che si ricava viene successivamente applicato ad un circuito rivelatore.

Il segnale di direzionalità L - R riapparirà all'uscita del rivelatore AM; aggiungendo a questo il segnale monofonico M, si avrà il segnale L (sinistro), mentre sottraendo (cioè aggiungendolo in opposizione di fase) si avrà il segnale R (destro).

Di seguito diamo parte dello svolgimento algebrico della somma e differenza dei due segnali:

segnale sinistro

$$L = (L + R) + (L - R) = L + R + L - R = 2L$$

segnale destro

$$L = (L + R) - (L - R) = L + R - L + R = 2R$$

In fig. 3 è riportato lo schema di principio del Decoder UZ 42. Le frecce indicano le fasi del segnale (L - R) dopo la rivelazione; non è difficile rendersi conto di come avvengono le somme o le sottrazioni dei due segnali e come si ottengono i segnali L e R separati.

Perchè il circuito generatore della sottoportante a 38 Kc/s funzioni egregiamente è necessario che il segnale-pilota con frequenza di 19 Kc/s sia esente da segnali spuri; ciò richiede ovviamente un buon filtraggio da parte del ricevitore o sintonizzatore FM. Nello stesso tempo però è necessario che non si verifichi uno « slittamento di fase », essendo della massima importanza che la sottoportante a 38 Kc/s rigenerata nel ricevitore, sia perfettamente in fase con la sottoportante a 38 Kc/s prodotta nel trasmettitore.

Quando al Decoder UZ 42 perviene un segnale monofonico, il segnale di bassa frequenza seguirà il cammino L + R (M) e verrà applicato con uguale ampiezza all'ingresso dei due amplificatori; e ciò è effettivamente quello che si desidera. Solo un po' di rumore raggiungerà il rivelatore attraverso il cammino (L - R) ma perverrà all'ingresso dei due amplificatori in opposizione di fase.

Il livello di questo segnale di disturbo è basso, e non esistendo una portante, anche il rendimento del rivelatore sarà basso.

Perchè il segnale presente all'ingresso del Decoder sia esente da distorsioni è necessario che l'amplificatore di frequenza intermedia del radioricevitore abbia una larghezza di banda pari a 180 Kc/s. In alcuni ricevitori monofonici FM (ricevitori FM convenzionali) tale larghezza di banda è inferiore a 180 Kc/s, arrivando perfino al valore di 120 Kc/s; ora data l'ampiezza relativamente bassa dello spettro delle frequenze elevate audio, questo restringimento della banda passante non produce un deterioramento della riproduzione delle frequenze elevate audio per cui, per ciò che riguarda le trasmissioni monofoniche si può parlare ancora di alta fedeltà.

Viceversa, il segnale stereo modulato (L - R) viene senz'altro attenuato e distorto da un amplificatore F.I. con banda passante eccessivamente stretta. Può verificarsi distorsione an-

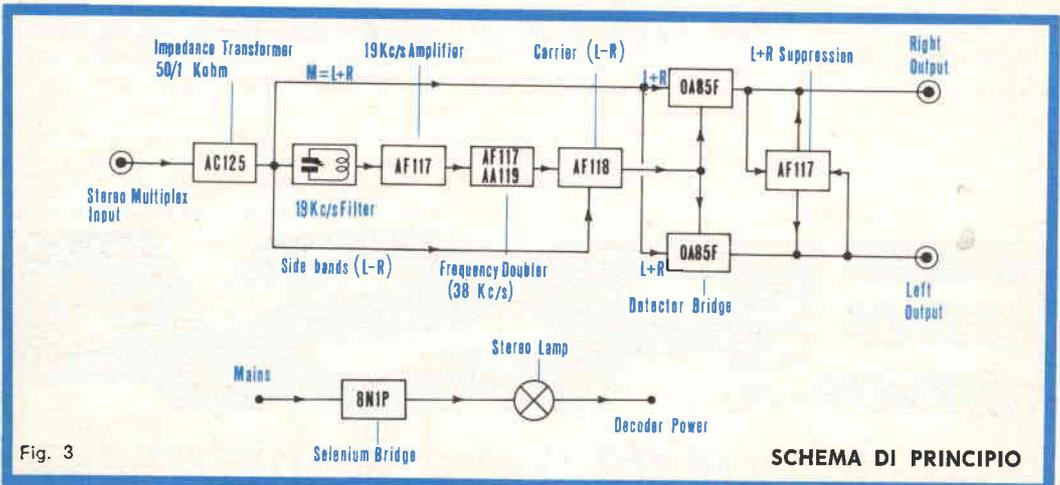



Fig. 3 SCHEMA DI PRINCIPIO

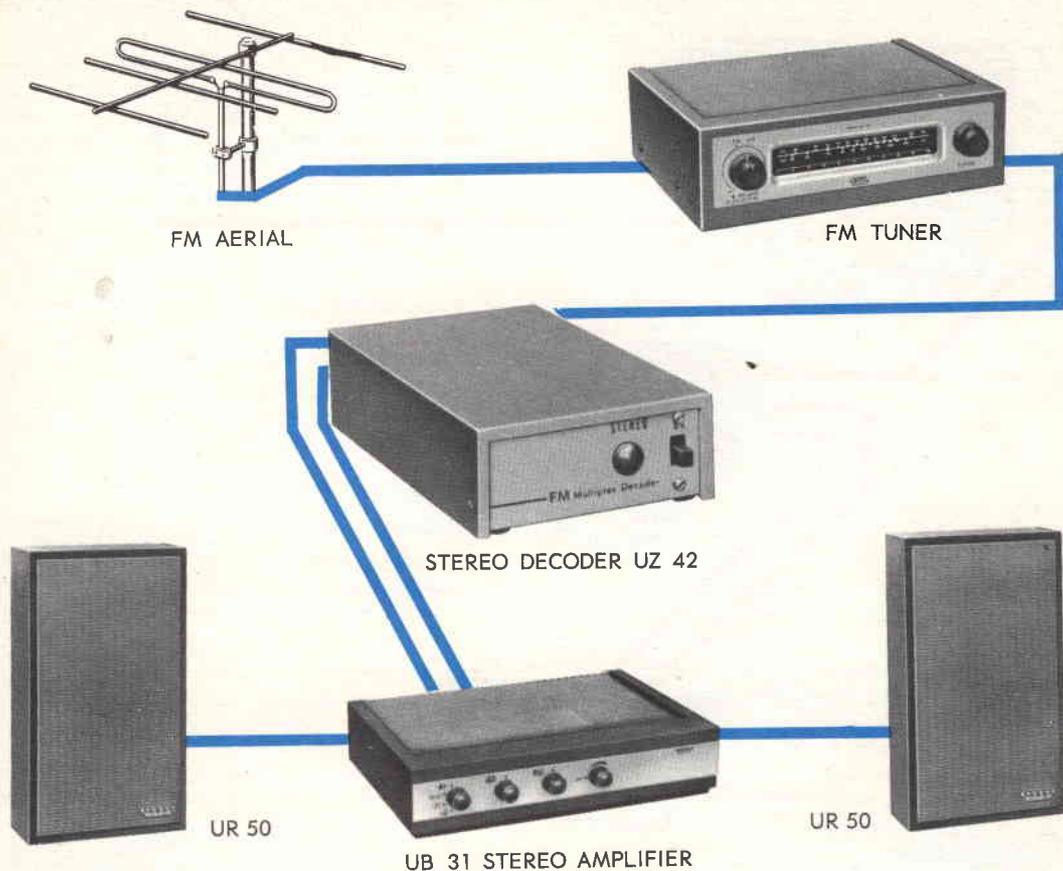



Fig. 4

che del segnale M, per cui le terze armoniche possono cadere entro il segnale modulato (L - R) e produrre note di battimento.

Questi inconvenienti sconsigliano pertanto l'adattamento di un ricevitore FM di bassa qualità al Decoder UZ 42. Oltre a ciò, si tenga presente che la risposta in frequenza del discriminatore deve essere lineare per 53 Kc/s, perchè le condizioni di perfetta separazione siano rispettate.

Al Decoder UZ 42 dovranno quindi essere collegati sintonizzatori o ricevitori di elevata qualità.

Qualsiasi tipo di buon sintonizzatore FM dispone di un'apposita presa ai capi della quale è possibile prelevare il segnale FM stereo da decodificare. In questo caso il collegamento al Decoder UZ 42 risulta immediato, e di una facilità estrema; in fig. 4 è indicato come eseguire l'allacciamento rispettivamente tra il sintonizzatore, il decoder e l'amplificatore di bassa frequenza.

I collegamenti potranno anche essere di una certa lunghezza e dovranno comunque essere eseguiti esclusivamente con cavo schermato a basse perdite, di capacità non superiore ai 100 pF/m; e bene poi, affinché non si verifichino indesiderabili fenomeni di diafonia, che i due segnali stereo giungano all'amplificatore con due collegamenti separati: di corredo al Decoder UZ 42 vengono fornite le apposite spine di tipo americano RCA per effettuare i vari allacciamenti.

Nel caso che per la ricezione dei segnali FM sia usato un radio ricevitore convenzionale, occorre assicurarsi della sua buona qualità e della fedeltà di risposta dell'amplificatore a frequenza intermedia e del discriminatore.

Si renderà poi necessario predisporre una adatta presa di uscita, o comunque collegare

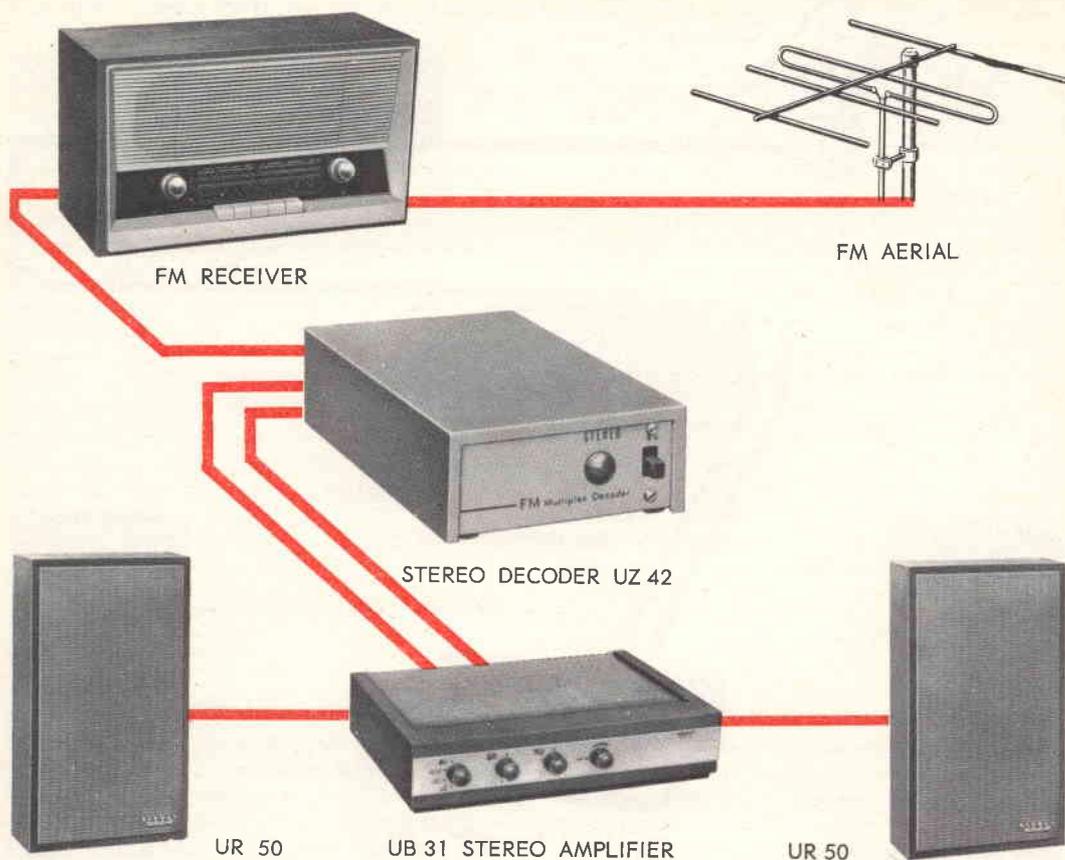



Fig. 5

uno spezzone di filo schermato direttamente sul circuito di rivelazione, in un punto dove sia presente l'intero segnale FM multiplex.

A questo scopo viene indicato, a titolo di esempio, parte dello schema di un ricevitore di tipo commerciale sul quale è messo in rilievo il punto esatto di collegamento per il Decoder UZ 42, cioè al centro del discriminatore FM: come si noterà l'operazione è facilissima, e nessuna modifica deve essere apportata al ricevitore (fig. 6).

COMANDI

Come precedentemente accennato, l'unico comando presente sul pannello frontale del Decoder UZ 42, è l'interruttore di accensione.

In pratica, qualora l'alimentazione di rete fosse derivata e comandata dall'interruttore di accensione del sintonizzatore o del radio ricevitore, il Decoder, predisposto nella posizione di acceso, potrebbe essere completamente dimenticato.

Sul pannello frontale, accanto all'interruttore ON/OFF, trova posto una lampadina spia a doppia indicazione: una luce appena avvertibile indicherà l'avvenuta accensione del Decoder; un aumento sensibile della luminosità starà a indicare che è stata individuata dal sintonizzatore una trasmissione stereo multiplex, e che di conseguenza l'amplificatore di bassa frequenza risulta pilotato con un segnale stereo.

Sul retro dell'apparecchio si nota, partendo da sinistra, l'uscita del cavo di alimentazione, la presa RCA dell'ingresso segnale multiplex, e le due prese RCA per l'uscita dei segnali di bassa frequenza da inviare all'amplificatore; questo deve essere necessariamente di tipo stereo, e di potenza sufficiente a ricreare pienamente l'effetto « presenza ».

Dall'esame dei dati tecnici riportati all'inizio, si può rilevare come all'uscita del sintonizzatore o radio ricevitore a modulazione di frequenza debba essere disponibile un segnale multiplex di ampiezza minima uguale a 90 mV. Nella quasi totalità dei casi risulterà indispensabile collegare al ricevitore un'ottima antenna ricevente a mezzo di una buona linea di discesa (linea bifilare a isolante cellulare). Per buona antenna ricevente si può consigliare una Yagj con dipolo ripiegato, un riflettore e un direttore.

L'adozione di tale tipo di antenna permette la eliminazione di eventuali riflessioni da tergo o laterali e, in ragione dell'aumento guadagno, una difesa contro eventuali disturbi.

Nel caso in cui siano da temere riflessioni dal terreno antistante (raggio diretto in arrivo radente la superficie terrestre) può essere una buona difesa l'adozione di due antenne ricevente poste su piani orizzontali sovrapposti.

Nei casi difficili è necessario ricorrere al consiglio di ditte specializzate, specialmente per quanto riguarda il perfetto adattamento delle impedenze.

Per quanto concerne la tensione di alimentazione, il Decoder è predisposto in fabbrica per 220 V; qualora si renda necessaria una trasformazione, o sia disponibile una tensione di rete inferiore, occorrerà effettuare lo spostamento di un collegamento del trasformatore di alimentazione posto internamente all'apparecchio; questo è perfettamente accessibile una volta sfilato il mobiletto anti-urto del telaio di base.

La fig. 8 indica come varia il collegamento per tensioni di rete eguali rispettivamente a 110 ÷ 125, 140 ÷ 160 e 200 ÷ 220 V.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Facendo riferimento al circuito elettrico del Decoder, si può esaminare il funzionamento di ogni singolo stadio.

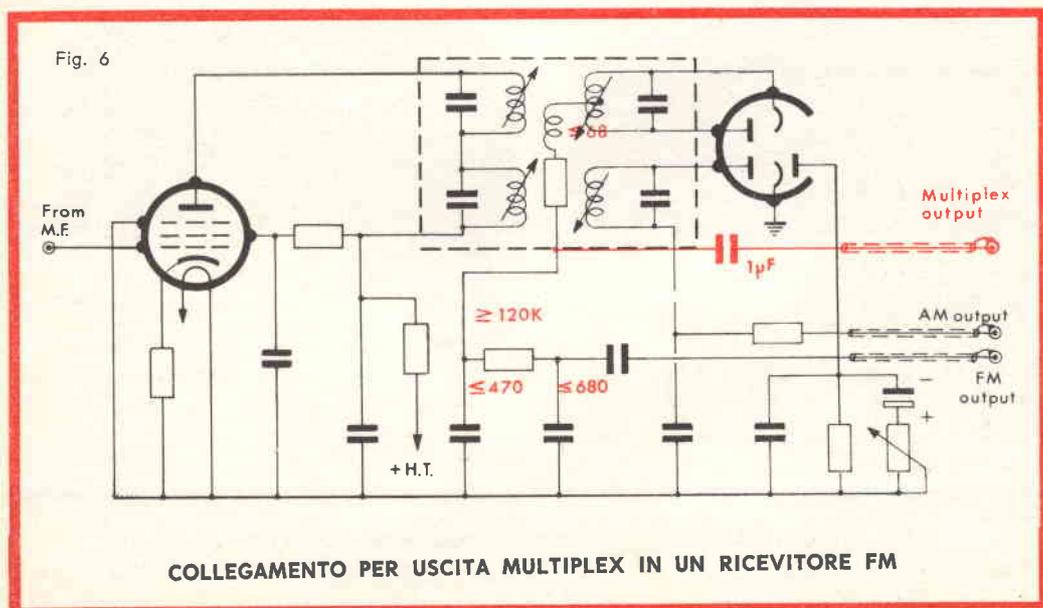
Il Decoder UZ 42 impiega cinque transistori e sei diodi, ai quali spetta il compito di trasformare opportunamente il segnale multiplex presente all'ingresso, e rendere disponibile ai morsetti di uscita i due segnali di bassa frequenza stereofonici

Al primo transistore, un AC 125, è affidato il compito di adattare l'alta impedenza di ingresso (50 kΩ) all'impedenza di ingresso (circa 1 kΩ) del transistore AF 117. Il collegamento di quest'ultimo sarà quindi a collettore comune; il segnale presente ai capi dell'emettitore viene inviato al circuito filtro, che separa la sottoportante 19 Kc/s dal resto dell'informazione multiplex.

Attraverso un circuito accordato, formato da L 1 e C 4, questa frequenza pilota giunge alla base del transistore AF 117, che provvede ad amplificarla opportunamente e, attraverso un circuito accordato quale carico di collettore, a trasferirla al terzo transistore AF 117.

Sul carico di questo transistore avviene la duplicazione di frequenza: il secondario del

Fig. 6

COLLEGAMENTO PER USCITA MULTIPLEX IN UN RICEVITORE FM

circuito accordato di collettore fa capo a due diodi collegati quali raddrizzatori a doppia semi-onda.

In tal modo sulla base del quarto transistore AF 118, sarà presente un segnale di frequenza pari a 38 Kc/s (Figg. 2a - b - c - d)

Il secondario del circuito accordato di collettore è sempre del tipo con presa centrale; su questa presa sono inviate tutte le frequenze del segnale multiplex separate dal filtro passa-basso collegato al collettore del primo transistore AC 125. In pratica avremo le due bande laterali dell'informazione L - R, e l'intera informazione L + R.

Sul secondario di L 4 viene ricostruito, in tal modo, l'intero segnale multiplex costituito dalla portante a 38 Kc/s modulata in ampiezza da L — R, e tutte le frequenze comprese tra 0 e 15 Kc/s relative all' informazione M = L + R.

Questo inviluppo di frequenze appare ai capi del ponte costituito dai quattro diodi 0 A 85 F: in questa parte del circuito, come precedentemente accennato, avviene la somma/differenza delle due informazioni che dà come risultato l'originale segnale stereo codificato dalla trasmittente.

Al fine di sopprimere un'eventuale residuo di informazione L + R, è presente all'uscita un ponte di resistenze al quale fa capo un circuito costituito dall'ultimo transistore, un AF 117, il quale riceve il segnale somma, lo sfasa di 180° e lo ripresenta ai capi del ponte.

In tal modo i due segnali in opposizione di fasi si elidono, evitando che il segnale stereo all'uscita del Decoder sia disturbato da un residuo di informazione L + R.

Relativamente al circuito di alimentazione, si vede come la lampadina da 6 V/50 mA sia collegata in serie all'alimentazione dell'intero complesso; la resistenza R 31 da 220 Ω provvede a tenere ad una determinata soglia di corrente il filamento della lampada.

Se alla presa « stereo input » del Decoder perviene un segnale stereo, anche costituito dalla sola sottoportante a 19 Kc/s, l'aumentato assorbimento dei transistori Q 2, Q 3, Q 4, Q 5 si ripercuoterà sulla lampadina; la segnalazione sarà così immediata, e non rimarranno dubbi sulla natura della radiotrasmissione sintonizzata.

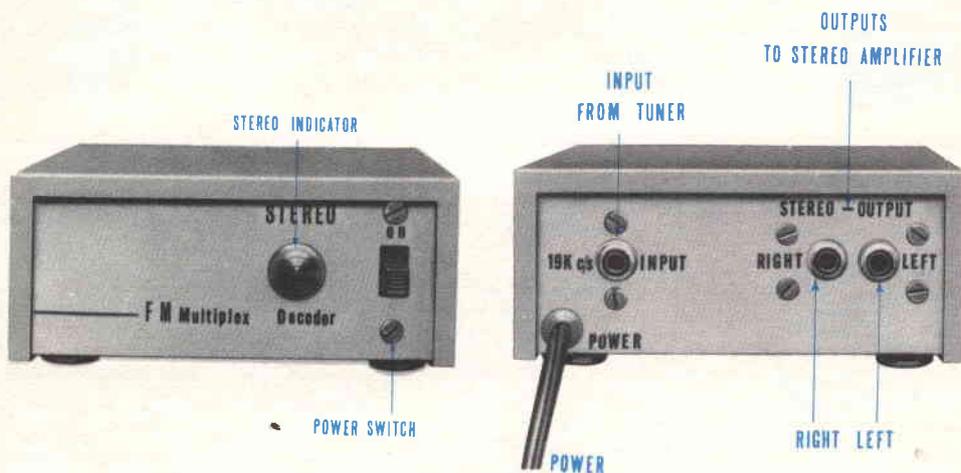



Fig. 7

PREZZO DEL DECODER: Scatola di montaggio SM/414 L. 17.900
montato Z/714 L. 19.500

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

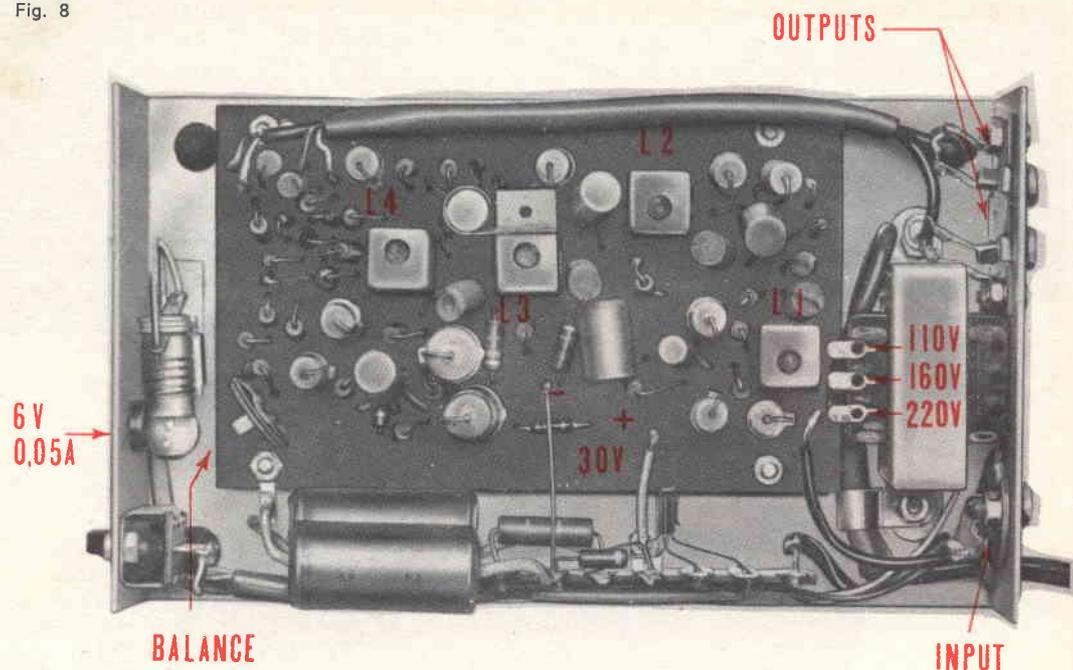
MILANO - VIA MOSCOVA 40/7
ROMA - VIA F. REDI, 3
Telefono 86 92 02

CARATTERISTICHE

Gamma di frequenza VHF	48 - 80, 80 - 140, 140 - 260 MHz
Gamma di frequenza UHF	450 - 800 MHz
Impedenza d'ingresso	75 Ω sbilanciata 300 Ω bilanciata con **balun** esterno
Sensibilità	da 20 µV a 10.000 µV e con divisore esterno fino a 0,1 V
Precisione di frequenza	entro ± 1,5%
Precisione sensibilità	entro ± 3 dB in VHF entro ± 6 dB in VHF
Banda Passante FI	da 250 kHz a 350 kHz circa
Transistori e diodi usati	5 - 2 G 140, 1 - AFZ 12, 2 - 1 N 82, 2 - 1 G 26, 1 - 0 A 159
Alimentazione	da una batteria a 4,5 V tipo normale
Durata media batteria	100 ore circa di funzionamento intermittente

MISURATORE DI CAMPO UHF VHF

Dimensioni	senza borsa 23x13x9 cm con borsa 22,5x15x10 cm
Peso	senza borsa kg 2.100 con borsa kg 2,900
Accessori	Borsa in cuoio Divisore ester. rapp. 1:10 Balun 75 - 300 Ω

Fig. 8

TARATURA E PROCEDURA DI ALLINEAMENTO

Predisposizione degli strumenti

Qualora non sia disponibile l'apposito generatore FM multiplex, si può egualment perocedere alla taratura del Decoder UZ 42 sfruttando le radiotrasmissioni locali di stereofonia, e avvalendosi, quale strumento di laboratorio, solamente di un oscillografo per bassa frequenza.

Predisposto il Decoder sull'esatta tensione di rete, collegare l'amplificatore stereofonico alle uscite disposte sul retro dell'apparecchio, rispettando le indicazioni « destra » e « sinistra » affinchè gli altoparlanti possano riprodurre in modo esatto il segnale irradiato dalla trasmittente.

Alla presa « stereo input » collegare l'uscita di un sintonizzatore o di un radioricevitore FM, al quale dovrà far capo necessariamente una antenna che consenta di sintonizzare con sicurezza le trasmissioni in stereofonia; soffermiamo l'attenzione del lettore sull'importanza che riveste il fatto di poter disporre di un ottimo segnale multiplex: tutte le operazioni di taratura sono legate a questa condizione.

Collegare l'ingresso verticale dell'oscillografo al terminale di collettore del transistore AF118; durante questa operazione accertarsi che il puntale dello strumento non provochi accidentalmente dei cortocircuiti tra i terminali del transistore e gli altri componenti, come resistenze e condensatori.

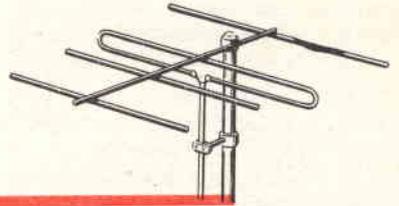
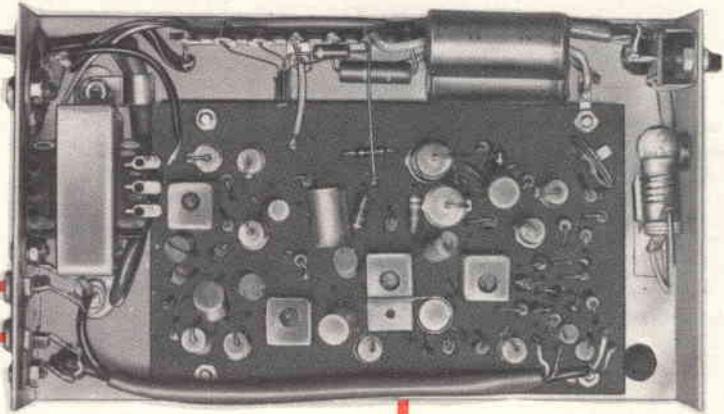
Successivamente collegare il Decoder UZ 42 alla linea di alimentazione, commutare l'interrutore nella posizione di acceso, e controllare che la lampadina da 6 V/50 mA si accenda debolmente: ciò che sta ad indicare che nel Decoder scorre una debole corrente e che i vari circuiti accordati sono fuori sintonia.

1ª OPERAZIONE

Sintonia dei circuiti accordati

Questa operazione deve interessare le bobine L 1, L 2, L 3; attraverso la regolazione dei nuclei è possibile sintonizzare i vari stadi sulla frequenza di 19 Kc/s.

Sui nuclei occorre agire esclusivamente con l'apposito cacciavite in nylon, e la taratura

Fig. 9

deve interessare successivamente e alternativamente le tre bobine; durante questa prima ricerca, l'oscillografo deve essere predisposto sulla massima sensibilità, affinchè anche la più piccola variazione risulti visibile sullo schermo.

Non appena su questo apparirà il segnale a 38 Kc/s (l'oscillografo è collegato al transistore AF 118 sul collettore del quale la portante a 19 Kc/s è stata già duplicata a 38 Kc/s), ridurre gradatamente la sensibilità con il commutatore a scatti e con il controllo di guadagno lineare, sino ad osservare con sufficiente chiarezza le varie sinusoidi.

L'avvenuta sintonia verrà denunciata anche dall'improvviso aumento di luminosità della lampadina posta sul pannello frontale; le tre bobine, comunque, devono essere regolate per la massima ampiezza visibile sull'oscillografo; si potrà notare che esistono, nella variazione del nucleo, due punti di accordo: posizionare i nuclei in quello che corrisponde alla maggiore introduzione nella bobina.

A questo punto agire sul nucleo di L 4: questa bobina dovrà essere regolata alla frequenza di accordo di 38 Kc/s, e per la migliore definizione di sinusoide visibile sull'oscillografo.

Si noterà come, variando la posizione del nucleo, il segnale tenderà a ruotare di fase, appiattirsi, distorcersi: controllare visivamente che il segnale rigenerato sia il più possibile lineare ed esente da distorsioni.

2ª OPERAZIONE

Controllo della fase

Finora il controllo di guadagno dell'amplificatore stereofonico è stato regolato per il minimo: per questa seconda fase di operazioni, ruotare il controllo di guadagno per un giusto livello di ascolto.

Il controllo della fase deve essere eseguito durante la trasmissione dei segnali di prova, i quali consentono di tarare la separazione e il bilanciamento fra i due canali e la fase degli altoparlanti.

Occorre che il segnale irradiato interessi solo un canale, ad esempio il destro: il Decoder UZ 42 fornirà invece all'amplificatore stereofonico un segnale monoaurale; i due altoparlanti quindi riprodurranno il medesimo segnale.

Affinché si realizzi la condizione di massima separazione, occorre che la frequenza della portante a 19 Kc/s fornita al Decoder, sia esattamente in fase con la frequenza di 38 Kc/s rigenerata: la fase dei due segnali potrà essere regolata ritoccando opportunamente il valore di L 1. Sarà sufficiente una piccola variazione del nucleo per ritrovare la giusta fase dei due segnali: uno spostamento eccessivo, infatti, porterebbe fuori sintonia la bobina, e quindi la portante a 38 Kc/s rigenerata si smorzerebbe. In questo caso si vedrebbe la lampadina spegnersi, e la sinusoide sullo schermo dell'oscillografo annullarsi.

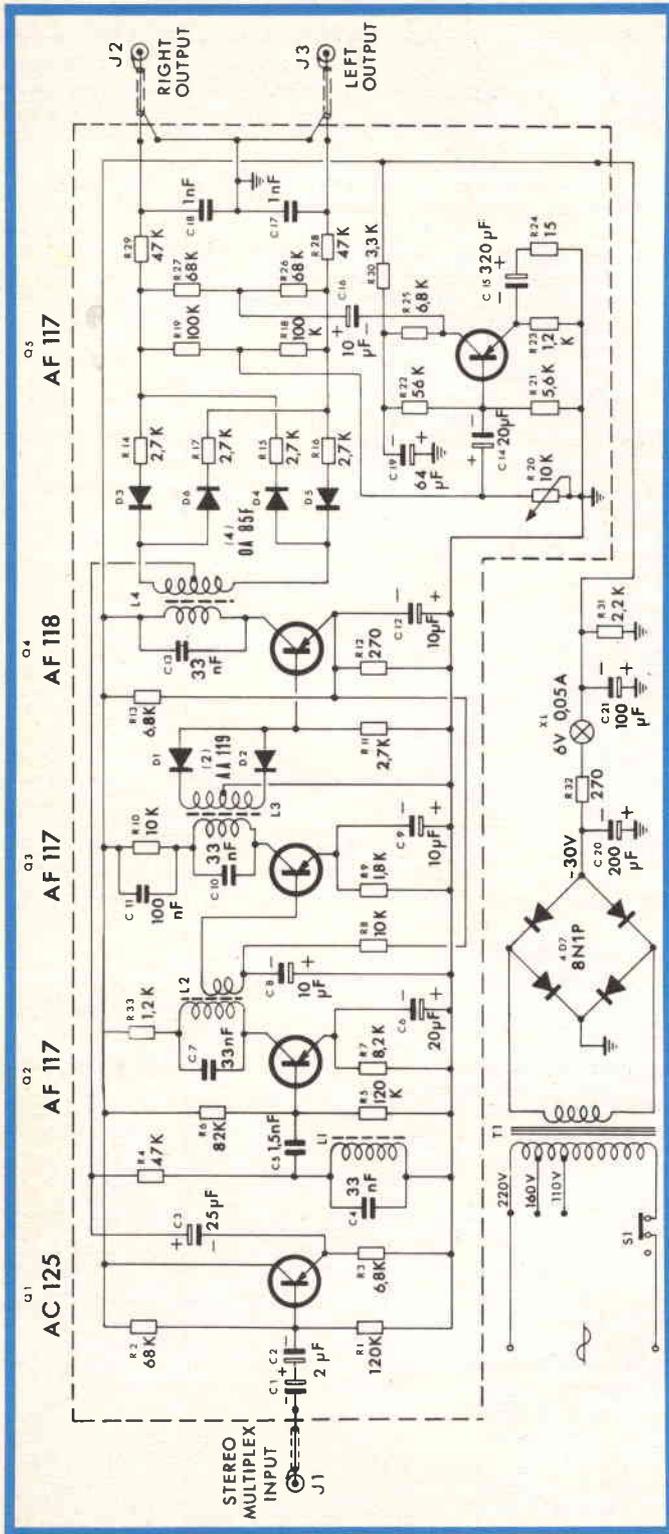
Una volta posizionato opportunamente il nucleo della bobina L 1 per il massimo segnale udibile nel canale destro, agire con un cacciavite a lama sottile sul potenziometro semifisso R 20 da 10.000 Ω; l'esatta posizione potrà essere individuata controllando che nel canale sinistro il segnale corrisponda al minimo. Ritornare eventualmente a tarare il nucleo di L 1, quindi di nuovo il potenziometro fino ad ottenere la migliore separazione.

In pratica il segnale nel canale sinistro non si annullerà completamente: rimarrà un residuo che non pregiudicherà il buon ascolto e l'effetto presenza delle trasmissioni stereofoniche.

Ad un segnale appena udibile sul canale sinistro, con livello di ascolto normale su quello destro, corrisponde una separazione di circa 30 dB. (A questo proposito ricordiamo che la normale separazione fra le due tracce dei dischi microsolco stereofonici a 33 giri corrisponde a 20 ÷ 25 dB).

Come precedentemente accennato, il controllo della separazione canali può essere fatto sull'uno o sull'altro degli altoparlanti, a seconda del segnale radio trasmesso; qualora l'amplificatore stereofonico consenta una commutazione immediata dei canali, sarà utile passare rapidamente dal canale destro al sinistro, e dalla posizione stereo alla posizione monoaurale, per un miglior controllo della taratura eseguita.

Alla fine delle operazioni, colare una goccia di cera o paraffina sui nuclei delle quattro bobine, e fissare con una goccia di vernice la posizione del potenziometro di bilanciamento R 20.

Come specificato nelle caratteristiche tecniche all'inizio della descrizione, il Decoder UZ 42 si commuta automaticamente in posizione di monoaurale qualora il segnale fornito dal sintonizzatore FM sia appunto di questo tipo; la lampadina da 6 V/50 mA, collocata sul pannello frontale, rimarrà comunque spenta.

DECODER MULTIPLEX STEREO

N. cat.	Simbolo	Descrizione	N.	N. cat.	Simbolo	Descrizione	N.
D/32	R6	Transistore	1	AC125	Q1	Resistenza 82 kΩ 1/2 W 10 %	1
D/32	R7	Transistore	3	AF117	Q2-3-5	Resistenza 8,2 kΩ 1/2 W 10 %	1
D/32	R8-10	Transistore	1	AF118	Q4	Resistenza 10 kΩ 1/2 W 10 %	2
D/32	R9	Diodo	2	AA119	D1-2	Resistenza 1,8 kΩ 1/2 W 10 %	1
D/32	R11	Diodo	4	OA85F	D3-4-5-6	Resistenza 2,7 kΩ 1/2 W 10 %	1
D/32	R12	Ponte	1	8NIP	4D7	Resistenza 270 Ω 1/2 W 10 %	1
D/32	R13	Resistenza 120 kΩ 1/2 W 10 %	2	D/32	R1-5	Resistenza 6,8 kΩ 1/2 W 10 %	1
D/66-4	R14-15-16-17	Resistenza 68 kΩ 1/2 W 10 %	3	D/32	R2-26-27	Resistenza 2,7 kΩ 1/8 W 5 %	4
D/32	R18-19	Resistenza 6,8 kΩ 1/2 W 10 %	2	D/32	R3-25	Resistenza 100 kΩ 1/2 W 10 %	2
D/32	R21	Resistenza 47 kΩ 1/2 W 10 %	3	D/32	R4-28-29	Resistenza 5,6 kΩ 1/2 W 10 %	1

N. cat.	Simbolo	Descrizione	N.
D/32	R22	Resistenza 56 kΩ 1/2 W 10 %	1
D/32	R23-33	Resistenza 1,2 kΩ 1/2 W 10 %	2
D/32	R24	Resistenza 15 Ω 1/2 W 10 %	1
D/32	R30	Resistenza 3,3 kΩ 1/2 W 10 %	1
D/32	R31	Resistenza 2,2 kΩ 1/2 W 10 %	1
D/42	R32	Resistenza 270 Ω 1 W 10 %	1
B/339-4	C1-2	Cond. elett. 2 µF 25 V x C.S.	2
HK/214-B	C3	Cond. elett. 25 µF 15 V x C.S.	1
B/198-5	C4-7-10-13	Cond. poliestere 33000 pF 125 V x C.S	4
HK/220-C	C5	Cond. poliestere 1500 pF 125 V Vort	1
B/345	C6	Cond. elett. 20 µF 25 V x C.S.	1
B/331-2	C8-9-12	Cond. elett. 10 µF 6 V x C.S.	3
B/219	C11	Cond. poliestere 0,1 µF 125 V Vart	1
B/331-3	C14	Cond. elett. 20 µF 6 V x C.S.	1
HK/219-D	C15	Cond. elett. 320 µF 3 V x C.S.	1
B/343	C16	Cond. elett. 10 µF 25 V x C.S.	1
HK/222-C	C17-18	Cond. poliestere 1000 pF 125 V Vest	2
HK/218-B	C19	Cond. elett. 64 µF 25 V x C.S.	1
B/577	C20	Cond. elett. 200 µF 50 V Vest	1
B/576	C21	Cond. elett. 100 µF 50 V Vest	1
HK/308	T1	Trasformatore d'alimentazione	1
HK/309	L1	Bobina (marrone)	1
HK/310	L2	Bobina (rosso)	1
HK/311	L3	Bobina (arancio)	1
HK/312	L4	Bobina (giallo)	1
G/1155	S1	Deviatore unipolare	1
G/1704	XL	Lampadina 6 V 0,05 A	1
G/403	PXL	Porta lampadina	1
G/2583	J2-3	Presa RCA a 2 posti	1
G/2581-1	J1	Presa RCA a 1 posto	1
HK/413	CS1	Circuito stampato	1
G/479-2	TB1	Basetta 6 posti + 1 massa	1
D/150	R20	Trimmer 10 kΩ Lin.	1
G/102	—	Paglietta di massa	1
G/96	—	Ancoraggio	7
G/2582	—	Spine per J1-2-3	3
HK/511	—	Telaio serigrafato	1
G/161	—	Ferma cordone	1
HK/604	—	Distanziatore Ø 3 x 7	4
G/21	—	Vite 3MA x 6	11
G/25	—	Vite 3MA x 15	4
HK/602	—	Dato 3MA	15
G/236	—	Gommino passa cordone	1
G/167-10	—	Aletta di raffreddamento	1
HK/901	—	Cordone + spina	1
C/106	—	Filo schermato	430 mm
C/193	—	Trecciola rossa	160 mm
C/193	—	Trecciola gialla	360 mm
C/152	—	Filo nudo Ø 0,8	105 mm
C/305	—	Tubo vipla Ø 3	100 mm
C/306	—	Tubo vipla Ø 4	50 mm
C/307	—	Tubo vipla Ø 5	110 mm
C/308	—	Tubo vipla Ø 6	20 mm
C/310	—	Tubetto vipla Ø 8	30 mm
C/351	—	Tubetto sterlingato Ø 0,5	285 mm
C/352	—	Tubetto sterlingato Ø 1	100 mm
G/1807	K2	Gemma	1
G/242	K3	Piedini di gomma	4
HK/719	K1	Calotta plastica	1
HK/030	—	Imballo	1
HK/027	—	Manuale istruzioni	1
HK/029	—	Sacchetto plastica	1

i lettori ci scrivono ....

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 500 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

Sig. **DE COLA S.** - Messina

Convertitori a transistori

Il convertitore al quale fa riferimento non è stato montato nel nostro laboratorio, ma il relativo schema che è stato estratto da una rivista estera, è esatto.
Convertitori di sicuro funzionamento, perchè sperimentati nel nostro laboratorio sono quelli descritti nel n. 11/1963 *e n.* 2/1965. *La descrizione è completata da tutti i dati richiesti.*
Tenga presente che la GBC *dispone di survoltori a transistori, con uscita a* 220 V 50 Hz *con alimentazione a* 12 *e* 24 V, *per potenza di* 120, 150, 300 e 400 W, *che nel nuovo catalogo portano le sigle* H/600, H/601, H/602 e H/603.

Sig. **CRIPPA A.** - Como

Temporizzatori

In figura 1 *è rappresentato lo schema di un temporizzatore alimentato dalla normale rete di alimentazione mediante un trasformatore avente al secondario una tensione di* 12 V. *Questa tensione è livellata tramite un solito filtro* RC *nel quale* R *è costituita da una resistenza regolabile alfine di permettere di ottenere all'uscita una tensione corrispondente alle necessità.*
Il relé sensibile funge da semplice interruttore. Quando la sua lamella è attirata inserisce la tensione di alimentazione del relé secondario che in questo caso è alimentato dalla stessa rete, ma per il quale può essere adottata qualsiasi altra soluzione. In posizione T1 *si ottiene una temporizzazione da* 10 *a* 50 *secondi in posizione* T2 *fino a* 3 *primi e* 30 *secondi. Il valore delle capacità naturalmente può essere modificato in modo da ottenere i tempi desiderati.*
In figura 2 *è visibile lo schema di un temporizzatore autonomo, cioè alimentato da una pila a* 9 V *il quale funziona automaticamente rimettendosi in marcia senza che vi sia la necessità di schiacciare alcun pulsante. Nella fase iniziale funziona esatta-*

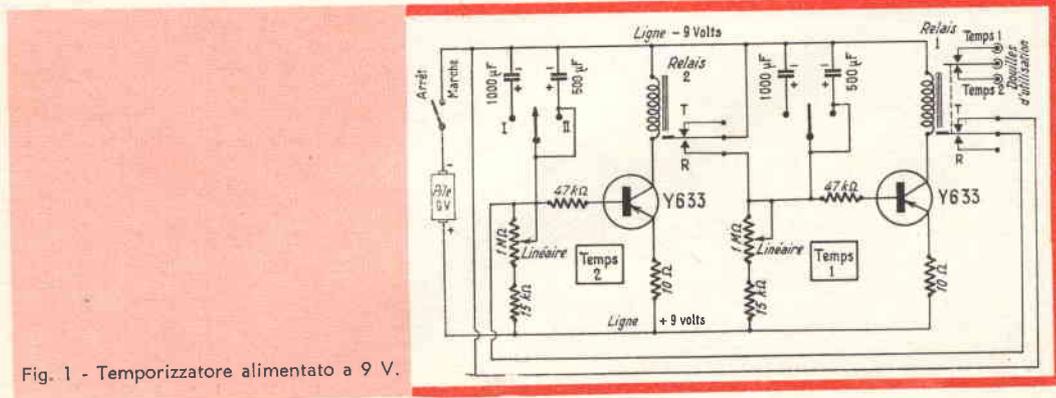



Fig. 1 - Temporizzatore alimentato a 9 V.

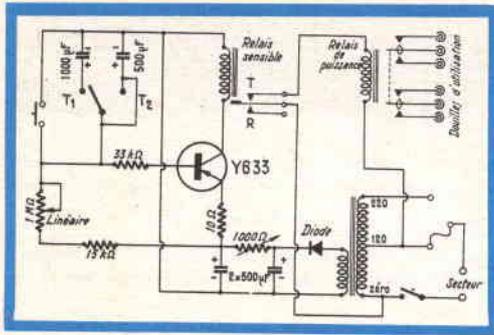



Fig. 2 - Temporizzatore alimentato a 12 V.

mente come il temporizzatore precedente, successivamente, dopo un periodo di tempo stabilito, tramite un altro relé si ha il ritorno automatico alla posizione di partenza e così via.

Lo schema è talmente elementare che non necessita di particolari spiegazioni. Il relé n. 1 *deve essere del tipo a due circuiti.*

Questi due temporizzatori sono stati descritti sul n. 1083 *di Hauteparleur. I transistori* Y 633 *corrispondono all'*OC 72.

Sig. Dott. **PASSARDI R.** - Milano

Apparecchio d'ascolto B.F.

Dato che fra il posto d'ascolto ed il posto microfonico intercorre la distanza di circa 40 *metri sarebbe opportuno ricorrere all'uso di un radiomicrofono sintonizzato sulla gamma delle onde medie o lunghe. D'altra parte dato che tale apparecchio dovrebbe avere una stabilità molto elevata e di conseguenza la sua costruzione risulterebbe piuttosto complicata, le consigliamo di costruire l'apparecchio interfonico descritto nel n.* 3/1963, *pagina* 235, *di* SELEZIONE RADIO TV, *il quale ha il notevole vantaggio di poter essere usato, in un tempo successivo, anche per scambio di comunicazioni bilaterali con la bambina. Essendo costruito con transistori oltre ad un basso rumore di fondo presenta il vantaggio di essere indipendente dalla rete di alimentazione la quale, specialmente durante i temporali, è soggetta a delle interruzioni particolari, questo è di notevole importanza dato l'uso che lei desidera fare di questo apparecchio.*

Questo interfonico può essere alimentato anche dalla rete tramite lo speciale alimentatore della GBC H/580 *che fornisce una uscita di* 12 V, 15 mA.

In figura 1 *riportiamo lo schema di un apparecchio similare a valvole il quale può essere usato anch'esso per comunicazioni bilaterali con due o più posti o, come nel suo caso con un solo posto d'ascolto.*

I valori dei componenti sono i seguenti:

C1 = C2 = 0,0022 µF *carta*, 200 V; C3 = = 0,005 µF *carta*, 250 V; C4 = C5 = = 60 µF *elettrolitico*, 150 V; R1 = = 0,5 MΩ, *potenziometro controllo volume;* R2 = 6,8 MΩ, ½ W; R3 = R4 = 0,47 MΩ, ½ W; R5 = 10 kΩ, ½ W; R6 = R7 = 68 Ω, ½ W; R8 = 2,2 kΩ, 1 W. S1, 2 *ecc., altoparlanti a magnete permanente da* 3 *o* 4 Ω; SW1 = *interruttore;* SW2 = SW3 *nel suo caso possono essere eliminati collegando direttamente i due altoparlanti a* T1 *e* T2. T1 = *trasformatore*

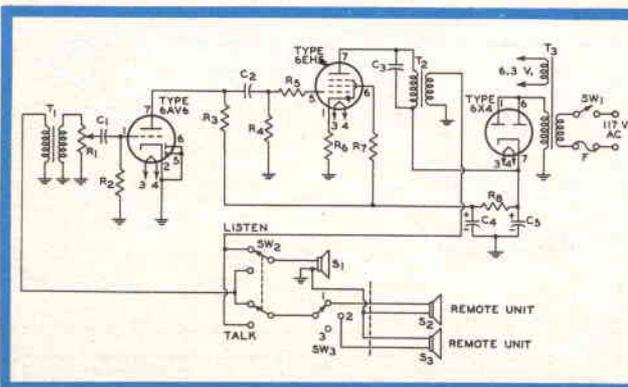



Fig. 1 - Schema elettrico di un interfonico.

di entrata primario 4 Ω, *secondario* 25 kΩ; T2 = *trasformatore di rete con primario universale e secondario a* 125 V, 50 mA, 6,3 V 2 A.

Sig. **DE CESERO M.** - Pavia

Sweep-Marker

Le consiglio la costruzione dello SWEEP-MARKER « Eico » mod. 360 *la cui descrizione, con relativo schema, è stata pubblicata sul n.* 4/1963 *di SELEZIONE TECNICA e che è fornito sotto forma di scatola di montaggio dalla* GBC (SM/134).
La Eico produce anche un tipo di sweep-marker più completo (modello 369) *che è fornito oltre che montato anche sotto forma di scatola di montaggio dalla* GBC (SM/135). *Per eventuali acquisti si potrà rivolgere direttamente alla sede di Pavia.*

Sig. **PAVANELLO C.** - Cugliasco

Pubblicazioni varie

Il fatto che SELEZIONE RADIO TV sia il periodico di elettronica più diffuso in Italia ci sembra un argomento più che valido per consigliarne l'abbonamento: nulla infatti più che la tiratura può dimostrare la validità dell'impostazione di una rivista.
Da parte nostra l'assicuriamo che nel 1966 *e negli anni seguenti, la rivista manterrà fede ai suoi impegni trattando tutti quegli argomenti che sono del massimo interesse per i lettori che, come lei, sono desiderosi di approfondire le proprie cognizioni nel campo della radiotecnica. Come manuali per approfondire i suoi studi le consigliamo i seguenti:*

CALLEGARI: Radiotecnica per il laboratorio - Edizioni Il Rostro - Milano.

DILDA: Radiotecnica, elementi propedeutici, radiocomunicazioni e radioapparati, complementi ed aggiornamenti - 3 volumi. Levrotto & Bella - Torino.

MANNINO PATANÈ: La tecnica elettronica e le sue applicazioni - 2 volumi. Ed. Hoepli.

SOATI: Autoradio, installazioni e riparazione. Ed Il Rostro.

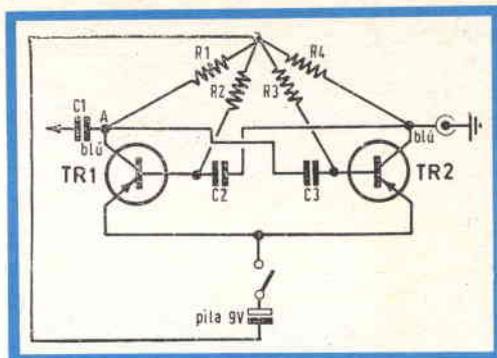



Fig. 1 - Schema elettrico del signal tracer.

Le suddette case editrici, a richiesta, le invieranno i propri cataloghi generali, nei quali potrà trovare l'elenco di altre interessanti opere.

Sig. **GIOCI E.** - abb. 4319

Signal tracer

In figura 1 riportiamo lo schema richiesto di un semplice signal tracer costituito da due transistori e da pochi elementi che possono essere acquistati anche sotto forma di scatola di montaggio (ed eventualmente montati) presso tutti i negozi GBC o per ordinazione alla sede centrale della stessa.

R1 = R4 = 4,7 kΩ; R2 = R3 = 220 kΩ; C1 = 4.700 pF; C2 = C3 = 4.700 pF, *transistori - Mistral* 353.

La figura 2 indica come si devono condurre le varie fasi di montaggio dell'apparecchio in questione.

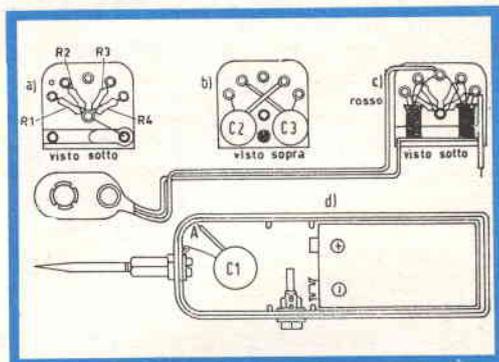



Fig. 2 - Varie fasi di montaggio dell'apparecchiatura.

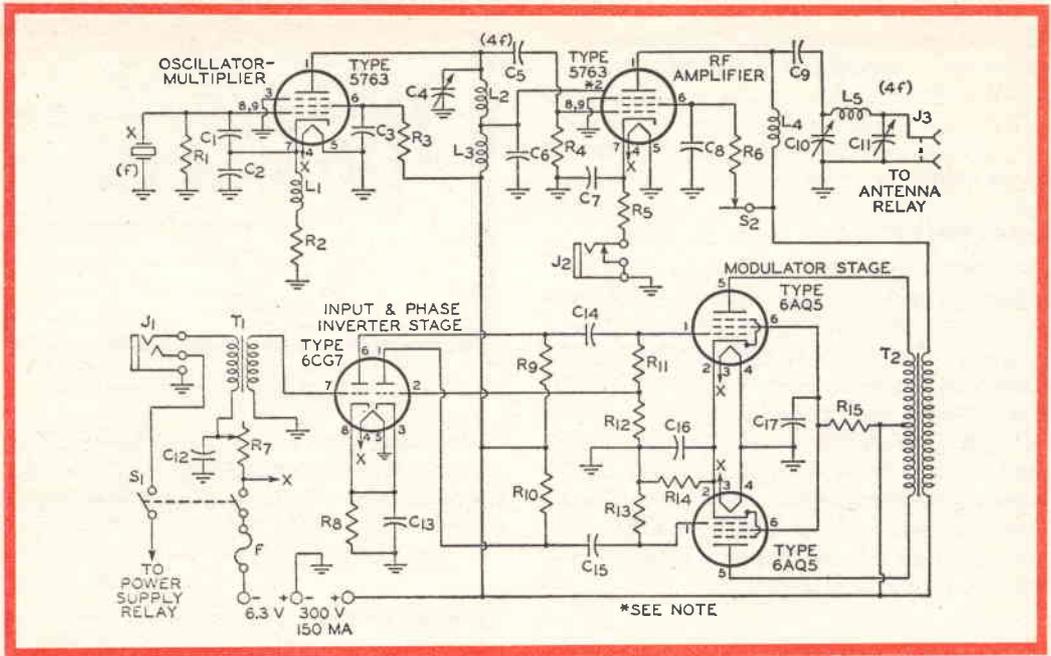



Fig. 1 - Schema elettrico di un trasmettitore per i 10 metri.

Sig. **MARCHETTI G.** - Roma

Trasmettitore per servizio mobile sui 10 metri

In figura 1 *è riportato lo schema di un trasmettitore per i* 10 *metri, completo di modulatore, nel quale, come richiesto, si fa uso di tubi RCA. La potenza di uscita è dell'ordine dei* 10 W.

Il valore dei vari componenti è il seguente: C1 = 15 pF *mica*, 500 V; C2 = 50 pF *mica*, 500 V; C3 = C7 = C8 = C9 = = 0,001 μF *mica*, 500 V; C4 = 4-25 pF *variabile*; C5 = 50 pF *ceramico*; C6 = = 100 pF *mica*, 600 V; C10 = 5-50 pF *variabile*; C11 = 5-100 pF *variabile*; C12 = 50 μF *elettrolitico*, 6 V; C13 = 10 μF *elettrolitico*, 25 V; C14 = C15 = 0,01 μF *carta*, 400 V; C16 = 20 μF *elettrolitico*, 25 V; C17 = 4 μF *elettrolitico*, 300 V; R1 = R9 = R10 = 0,1 MΩ, ½ W; R2 = = 500 Ω, 1 W; R3 = 66 kΩ, 2 W; R4 = = 20 kΩ, 1 W; R5 = 68 Ω, ½ W; R6 = = R15 = 10 kΩ, 2 W; R7 = 1 kΩ *potenziometro a filo* 2 W; R8 = 3,3 kΩ, ½ W; R11 = R13 = 0,2 MΩ, ½ W; R12 = = 15 kΩ, ½ W; R14 = 250 Ω, 2 W.
L1 = L3 = 2,5 mH *impedenza a RF;*
L2 = L5 = 10 *spire di filo argentato avvolte su un diametro di* 19 mm *e su una lunghezza di* 37 mm. L4 = *impedenza da* 21 μH.
T1 = *trasformatore microfonico primario* 100 Ω, *secondario* 60 kΩ.
T2 = *trasformatore di modulazione da* 10 W; *primario* 10 kΩ, *con presa centrale, secondario* 4500 Ω.
X = *cristallo da* 7 MHz (*circa*); S1 = *interruttore a due posizioni;* S2 = *interruttore a pulsante normalmente chiuso.*
Da notare che la neutralizzazione è fatta tramite il piedino 2 *dello zoccolo che nelle valvole* 5763 *non ha connessione interna.*

Sig. **DELLA TORRE G.** - Genova

Amplificatore da 15 watt

In figura 1 *è riportato lo schema di un amplificatore HI-FI il quale consente di ottenere una potenza di uscita dell'ordine dei* 15 W *facendo uso di alcune delle valvole*

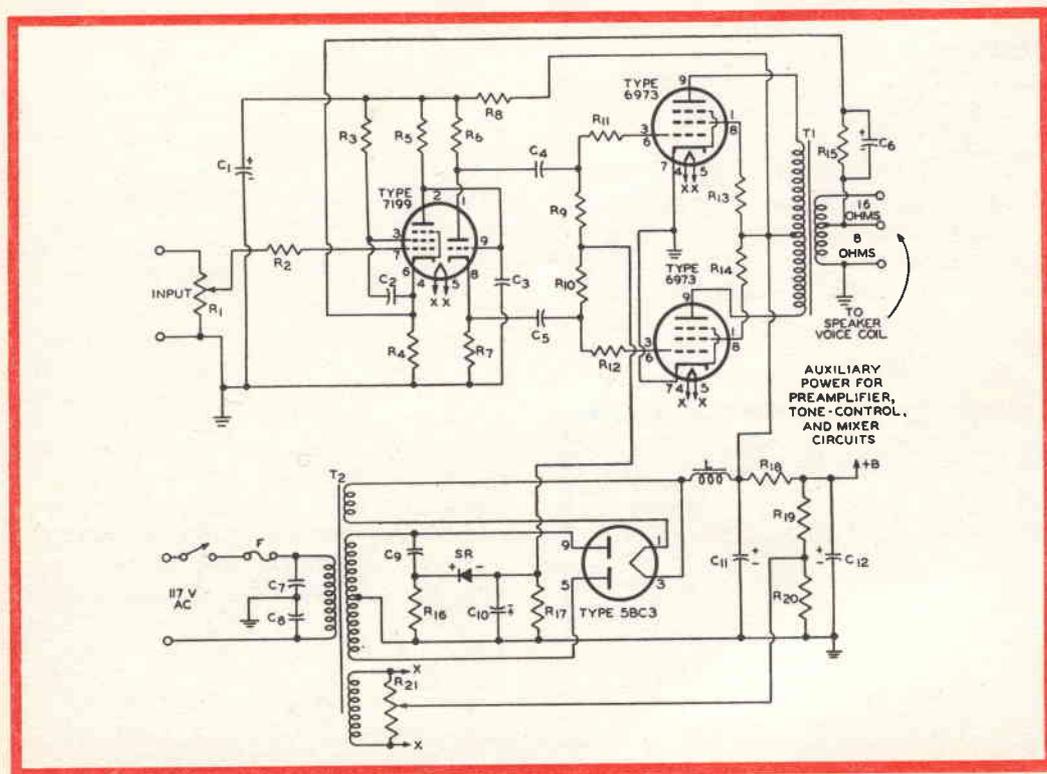
americane in suo possesso. Il valore dei vari componenti è il seguente:
C1 = 40 μF *elettrolitico*, 500 V; C2 = = C4 = C5 = 0,25 μF *carta*, 400 V; C3 = = 3,3 pF *ceramico o mica*, 600 V; C6 = = 150 pF *ceramico o mica*, 500 V; C7 = = C8 = 0,05 μF, 500 V; C9 = 0,02 μF *carta*, 600 V; C10 = 100 μF *elettrolitico*, 50 V; C11 = 80 μF *elettrolitico*, 450 V; C12 = 40 μF *elettrolitico*, 450 V. F = = *fusibile da* 3 A. L = *impedenza da* 3 H, 160 mA *resistenza c.c.* 75 Ω *o minore*. R1 = 1 MΩ, *potenziometro controllo volume*; R2 = 10 kΩ; R3 = 820 kΩ; R4 = = 820 Ω; R5 = 220 kΩ; R6 = R7 = = 15 kΩ, ± 5 %, 2 W; R8 = 3,9 kΩ, 2 W; R9 = R10 = 100 kΩ; R11 = R12 = = 1 kΩ; R13 = R14 = 100 Ω; R15 = = 8,2 kΩ; R16 = 15 kΩ, 1 W; R17 = = 68 kΩ; R18 = 4,7 kΩ, 2 W; R19 = = 270 kΩ, 1 W; R20 = 47 kΩ; R21 = = 100 Ω, *regolazione dell'hum; SR = raddrizzatore al selenio* 20 mA, 135 V_{eff}. T1 = = *trasformatore di uscita* 6,6 kΩ *placca placca*, 50 W, *frequenza di risposta* 10-50.000 Hz. T2 = *trasformatore di alimentazione* 360-0-360 V_{eff} - 120 A. 6,3 V, 3,5 A; 5 V - 3 A. *Le resistenze, salvo altra indicazione, sono da* ½ W.

Sig. **NOTI G. L.** - Livorno

Cassette acustiche

Per l'altoparlante PHILIPS *in suo possesso, le consigliamo l'acquisto della cassetta acustica della* GBC A/580 *avente l'altezza di* 237 cm, *lunghezza* 330 cm *e profondità di* 135 cm *e che troverà anche presso la sede di Livorno della* GBC.
Si tratta di una cassetta che, come i tipi A/578 *e* A/579 *aventi dimensioni minori, è costruita interamente in legno ricoperta da tela, completa di schienale e piedini e che è stata realizzata, come richiesto, per consentire l'installazione degli altoparlanti ellittici.*

Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore da 15 W.

Sig. **FALBO G.** - Catanzaro

Cinescopio 24 DP 4

Le caratteristiche del cinescopio 24 D P 4 *in suo possesso sono le seguenti:*

Focalizzazione: *elettrostatica; deflessione: magnetica; schermo* 555 x 428 mm; *Caratteristiche di accensione:* 6,3 V - 0,6 A; *tensione di focalizzazione:* 77-400 V; *Tensione del 2° anodo:* 18.000 V; *Tensione 2° griglia:* 300 V; *Tensione della griglia controllo* (g1): 33-77 V; *Trappola jonica: singola.*

Non ha corrispondenti. Ulteriori informazioni, anche relative all'altro tubo in suo possesso, può richiederle direttamente alla ELSI di Palermo.

Sig. **SEGUSO E.** - Milano

Megafono a transistori

Lo schema di figura 1 *si riferisce, come richiesto, ad un semplicissimo megafono transistorizzato la cui potenza di uscita è dell'ordine di* 0,2 W.

In esso si fa uso di un normale microfono a carbone, di un altoparlante da 3 ohm *e di un transistore* OC26.

Il microfono dovrà essere collocato ad una certa distanza dalle altre parti che costituiscono il megafono allo scopo di evitare il fenomeno Larsen.

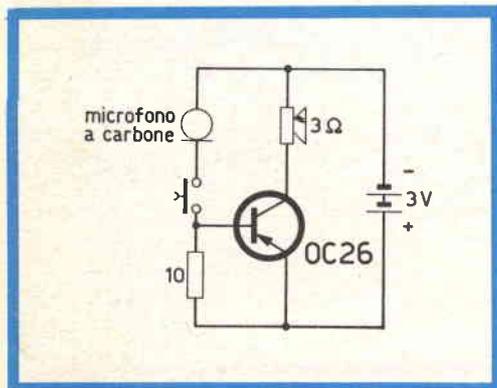



Fig. 1 -Schema elettrico di un megafono a transistori.

Sig. **CAZZOLA G.** - Torino

Ricezione della televisione svizzera

L'emittente svizzera sul canale H usa la polarizzazione orizzontale mentre la polarizzazione del trasmettitore di Torino è del tipo verticale.

Per la ricezione della suddetta stazione può fare uso di un'antenna ad elevato guadagno, ad esempio del tipo N/3540, *la quale consente di avere un guadagno sul dipolo semplice di* 9,5 dB *con un rapporto avanti indietro di* 14 dB. *Sempre presso la GBC troverà altre antenne di ottimo guadagno, fino a* 10 *elementi, come ad esempio la* N/2431-4.

Presso la sede di Torino della GBC, in via Nizza 34, le saranno forniti tutti i consigli atti a migliorare la ricezione della stazione che desidera ricevere.

In caso che il segnale risulti piuttosto scarso, potrà essere amplificato tramite gli appositi amplificatori della GBC illustrati nel catalogo generale a partire dalla pagina 823.

Sig. **ALBASINI E.** - Milano

Enciclopedia della Radio del Ferraro

La preparazione della ENCICLOPEDIA DELLA RADIO *di Alfredo Ferraro, edita da Sansoni Edizioni Scientifiche, che è definita un dizionario ragionato sulla tecnica delle correnti deboli con particolare riguardo alla radiotecnica, televisione ed argomenti connessi, ha richiesto ricerche molto profonde in tutti i campi dell'elettronica data la serietà con la quale è stato condotto tale lavoro riteniamo senz'altro che quest'opera non dovrebbe mancare nella biblioteca di chiunque si interessi di tale scienza.*

Altri libri molto interessanti sono quelli del Colapietro: TECNOLOGIA DEI COMPONENTI ELETTRONICI (*due volumi*), *edizioni SIDEREA, Via delle Terme Traiano 5, Roma; del* Dilda: RADIOTECNICA (*tre volumi*) *edizioni Levrotto & Bella - Torino. e del* Callegari: TECNICA DI LABORATORIO, *edizioni Rostro, via Monte Generoso 6 - Milano.*

IL TELEVISORE
CAMPIONE DEL MONDO
G B C
electronics
UT/123H «REGENT»
PREZZO DI LISTINO L. 220.000
TELEVISORE di classe. Cinescopio da 23" « Bonded-Shield ». Due sintonizzatori: 1 per i canali VHF e l'altro per tutta la gamma UHF. 34 funzioni di valvola. Comandi di regolazione frontali. Suono Hi-Fi con regolazione a tasto. Mobile di ridotte dimensioni d'ingombro, in legno esotico, trattato con resina poliestere. Nuovo telaio ribaltabile realizzato con circuiti stampati. Alimentazione 220 V. Dimensioni 680 x 480 x 350.

TABELLA PER LA SOSTITUZIONE DEI CINESCOPI

TIPI AMERICANI	TIPI PHILIPS	VARIANTI (**)	TIPI AMERICANI	TIPI PHILIPS	VARIANTI (**)
17AP4	MW43/69	1 - 4	21BTP4	AW53/80	1
17ATP4-/A	AW43/80	1	21CDP4-/A	AW53/80	2
17AVP4-/A	AW43/80	1	21CMP4	AW53/80	1
17BP4-/A/B/C	MW43/69	1 - 4	21CUP4	MW53/80	1 - 4
17BRP4	AW43/88	1	21CZP4	AW53/88	1
17BUP4	AW43/80	1	21DAP4	AW53/88	1
17BZP4	AW43/88	1	21DEP4	AW53/88	1
17CAP4	AW43/88	1	21DHP4	AW53/88	2
17CBP4	AW43/80	1	21DKP4	AW53/88	-
17CKP4	AW43/88	1	21DVP4	AW53/80	-
17CTP4	AW43/88	2	21ENP4	AW53/80	-
17CVP4	AW43/88	-	21FAP4	AW53/89	1
17DKP4	AW43/89	1	21WP4	MW53/20	1 - 4
17DXP4	AW43/89	2	21ZP4-/A/B	MW53/20	1 - 4
17JP4	MW43/69	1 - 4			
			23ALP4	AW59/91	2
19ADP4	AW47/91	1	23AMP4	AW59/91	-
19AFP4	19CWP4	1	23AQP4	AW59/91	-
19AHP4	AW47/91	2	23ARP4	AW59/90	1
19ALP4	AW47/91	-	23AVP4	A59-16W	1 - 3
19AMP4	19CWP4	-	23AXP4	AW59/91	-
19AQP4	AW47/91	-	23AYP4	A59-16W	3
19ARP4	19CWP4	1	23BAP4	A59-16W	1 - 3
19ASP4	19CWP4	-	23BCP4	AW59/90	-
19AUP4	19CWP4	1	23BEP4	A59-16W	3
19AVP4	AW47/91	1	23BP4	A59-16W	1 - 3
19AXP4	AW47/91	2	23BQP4	A59-16W	2 - 3
19AYP4	AW47/91	2	23BSP4	A59-16W	-
19BAP4	19CWP4	-	23CBP4	A59-16W	2 - 3
19BCP4	19CWP4	-	23CFP4	AW59/91	1
19BEP4	AW47/91	-	23CLP4	A59-16W	3
19BSP4	AW47/91	1	23CMP4	AW59/90	-
19CEP4	19CWP4	-	23CP4-/A	A59-16W	1 - 3
19XP4	AW47/91	1	23DGP4	A59-16W	3
19ZP4	AW47/91	1	23DHP4	A59-16W	3
			23DJP4	A59-16W	3
21ACP4-/A	MW53/80	1 - 4	23FP4	AW59/91	1
21ALP4-/A/B	AW53/80	1	23HP4	A59-16W	1
21AMP4-/A	MW53/80	1 - 4	23KP4/110	AW59/90	1
21ANP4-/A	AW53/80	1	23KP4/0,3	AW59/90	-
21AQP4-/A	MW53/80	1 - 4	23MP4	AW59/91	1
21ATP4-/A	AW53/80	1	23SP4	A59-16W	3
21BNP4	AW53/80	1	23UP4	A59-16W	2 - 3
21BSP4	MW53/80	1 - 4	23VP4	AW59/91	-

VARIANTI (**):

1) = corrente d'accensione 0,6 A.
2) = corrente d'accensione 0,45 A.
3) = assorbimento schermo 60%
4) = collegare il piedino "7" al piedino "11" (griglia "3" al catodo)

****

N.B.) = Tutti i cinescopi PHILIPS hanno la corrente d'accensione a 0,3 A. e lo schermo non satinato; l'assorbimento dello schermo dei tipi "Bonded" e' del 50% circa.-

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE
FIVRE
Quarzi piezoelettrici per tutte le applicazioni
Poliodi di ogni tipo e potenza per applicazioni trasmittenti ed industriali
Ignitrons e thyratrons per applicazioni industriali
Tubi ad onde progressive e klystrons
Tubi a raggi catodici per televisione
Valvole sub-miniatura e altri tubi speciali
Valvole termojoniche riceventi per radio e televisione
Condensatori ad alto vuoto
PAVIA
VIA FABIO FILZI, 1
TEL. 31144/5
23636/7/8
26791